



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FRANCISCO JOSÉ BARBOSA DE BRITO JÚNIOR**

**ESTUDO, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA-CC**  
***BUCK+BOOST* APLICADO A CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS**  
**ELÉTRICOS**

**FORTALEZA**

**2013**

*Página em branco.*

**FRANCISCO JOSÉ BARBOSA DE BRITO JÚNIOR**

**ESTUDO, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA-CC  
*BUCK+BOOST* APLICADO A CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS  
ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica. Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

Coorientador: Prof. Dr.-Ing. Sérgio Daher.

**FORTALEZA**

**2013**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

- 
- B876e Brito Júnior, Francisco José Barbosa de.  
Estudo, projeto e desenvolvimento de um conversor CA-CC BUCK+BOOST aplicado a carregadores de baterias para veículos elétricos / Francisco José Barbosa de Brito Júnior. – 2013. 197 f. : il., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2013.  
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.  
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.  
Coorientação: Prof. Dr. Sérgio Daher.
1. Engenharia elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Conversores. 4. Fator de Potência. I. Título.

**FRANCISCO JOSÉ BARBOSA DE BRITO JÚNIOR**

**ESTUDO, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA-CC  
BUCK+BOOST APLICADO A CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS  
ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica. Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência.

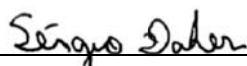
Aprovada em: 19/09/2013.

**BANCA EXAMINADORA**



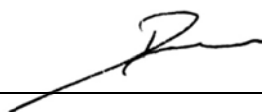
---

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



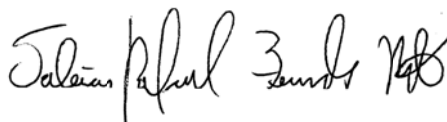
---

Prof. Dr.-Ing. Sérgio Daher (Coorientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



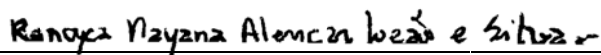
---

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



---

Prof. Dr.-Ing. Tobias Rafael Fernandes Neto  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



---

Prof.<sup>a</sup> Dr.<sup>a</sup> Ranoyca Nayana Alencar Leão e Silva  
Universidade Federal do Piauí (UFPI)

*Página em branco.*

À minha família.

Aos meus mestres e mentores.

*Página em branco.*



## AGRADECIMENTOS

À população brasileira. Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Ao Prof. René Pastor Torrico Bascopé, pela orientação, pelo conhecimento transmitido durante as disciplinas, pelos ensinamentos durante a fase de construção da proposta da pesquisa, pelos rabiscos de papel que contêm informações valiosas, pela paciência e a seriedade. Gostaria também de agradecer ao Prof. Sérgio Daher, com quem pude aprender bastante, agradeço pelo auxílio na orientação, pelo empenho e dedicação no desenvolvimento deste projeto.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) pelo suporte a realização do trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora: Demercil de Souza Oliveira Júnior, Tobias Rafael Fernandes Neto e Ranoyca Nayana Alencar Leão e Silva pelo tempo, pelas colaborações e sugestões.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Laurinda, Fernando Antunes, Paulo Praça e José Carlos, pelo ensinamento durante as disciplinas.

Aos colegas do laboratório e do departamento: Ernande, Ailton (Vozão), Marcos, Dalton (Gzuz), Antonio Barbosa (Toim), Bruno, Wellington, Eldin, Rafael (J. Constantine), Juarez, Davi Joca, Welton, Pedro Henrique, Janaína, Izabel, João Vitor, Samuel Carvalho, Ésio, entre tantos outros.

Aos técnicos e funcionários: Pedro Augusto, André Gadelha, Dulce, Jordana, Rafael, Socorro e Edna agradeço pelo auxílio.

Ao João Neto, Derivan, Ronny Cacao e ao Juliano Pacheco, companheiros de bancada, com os quais, nesses últimos meses, pude conviver, aprender e trabalhar em conjunto. Ao Hermínio, ao Levy e ao Eduardo, pelas contribuições dadas desde início do projeto.

Aos professores da graduação, em especial ao Fábio Lavor por me propiciar o primeiro contato com a Eletrônica de Potência e pelos conselhos; ao Prof. Manuel Edervaldo pelo apoio no momento em que buscava um rumo, pelos conselhos e pela paciência; à Prof<sup>a</sup>. Régia Talina, um exemplo de pessoa, com quem pude aprender bastante.

Ao colega e amigo Cicero Alisson e a sua esposa, Kátia Danielle, pela acolhida em um momento difícil, pela amizade e pelos conselhos dados; aos mesmos serei eternamente grato. Ao Samuel Jó, pela acolhida e pela ajuda nos momentos difíceis.

Aos amigos e companheiros de luta, Germano e Antonio Alencar, pelas conversas, pelos momentos de distração e pelo auxílio.

Aos colegas na graduação Antenor, Daniel, Virgínia, Olívia, Yoko, Jaqueline, Valdier, Elisângela, Iury, Eduardo, Hércules, Elson, Felipe, Anderson, entre tantos outros. E a Damiana pelo apoio, pela preocupação e pela força.

Aos familiares, sem os quais eu não estaria onde estou, agradeço pela força e pela motivação.

Enfim, obrigado a todos!

*“Electricity has become the life blood of modern society.”*

(Gregory F. Reed)

*“...Such as at the beginning of the universe, everything is reduced to energy.”*

(Autor desconhecido)

*“Veni, vidi, vici.”*

(Ditado Romano)

*Página em branco.*

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de uma topologia de conversor eletrônico de potência para a aplicação embarcada em um carregador de baterias para veículos elétricos recarregáveis através da rede elétrica. A topologia escolhida é baseada no conversor CA-CC Buck+Boost, onde a mesma torna-se bastante atrativa para este tipo de aplicação por apresentar as características elevadora e abaixadora de tensão em um único estágio de processamento de energia. Além disso, esta topologia apresenta reduzido volume e peso, devido ao fato de não apresentar transformador e possuir poucos componentes em sua estrutura. Um estudo teórico é realizado através das análises qualitativa e quantitativa, além das análises do processo de comutação e das perdas nos componentes do conversor. Neste trabalho é realizado um exemplo de projeto do carregador de baterias para aplicação em veículos elétricos de 1 kW de potência de saída, tensão de entrada eficaz de 220 Vca e tensão de saída de 162 Vcc, correspondente a 12 baterias conectadas em série. Um protótipo com as especificações indicadas foi construído e testado experimentalmente em laboratório. Os resultados de simulação e experimentais obtidos validaram a análise teórica e o projeto realizado. Para carga nominal, foi obtido rendimento de 96,5% e fator de potência de 0,992, comprovando assim o funcionamento da topologia utilizada.

**Palavras-chave:** Eletrônica de Potência. Conversor CA-CC. Correção de Fator de Potência. Carregador de Baterias. Veículos Elétricos.

*Página em branco.*

## ABSTRACT

This work presents a study and design of an electronic power converter topology for on-board application in a battery charger for plug-in electric vehicles. The proposed topology is based on AC-DC converter Buck+Boost, which one is very attractive for this application due to its buck and boost characteristics in a single-stage power processing. Furthermore, this topology presents reduced weight and volume, since there is no transformer and only few components are presented in its structure. A theoretical study is performed through of qualitative and quantitative analysis, besides it is investigated the switching process and losses in the converter components. It is also performed a design example of a battery charger with rated output power of 1 kW, input voltage 220 Vac RMS and output voltage of 162 Vdc, corresponding to 12 batteries connected in series. A prototype for the indicated specifications was constructed in laboratory and tested experimentally. The simulation and experimental results obtained are used to validate the theoretical analysis and design. For rated load, it was obtained an efficiency of 96.5% and a power factor of 0.992, thus showing the effectiveness of the proposed converter.

**Keywords:** Power Electronics. AC-DC Converter. Power Factor Correction. Battery Charger. Electric Vehicles.

*Página em branco.*



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Curvas de tensão e corrente do banco de baterias.....	43
Figura 1.2 – Carregador baseado no conversor <i>Buck-Boost</i> cascateado. ....	47
Figura 1.3 – Carregador baseado nos conversores <i>Boost-Buck</i> cascateado. ....	48
Figura 1.4 – Carregador baseado no conversor <i>Double-Buck</i> e <i>Boost</i> cascateado.....	49
Figura 1.5 – Carregador baseado nos conversores <i>NPC</i> e <i>Buck</i> síncrono cascateados. ....	50
Figura 1.6 – Carregador baseado no conversor <i>Half-Bridge</i> .....	50
Figura 1.7 – Carregador baseado no conversor <i>Bridgeless Ćuk</i> .....	51
Figura 1.8 – Carregador baseado no conversor <i>Half-Bridge</i> Assimétrico <i>Interleaved</i> . ....	52
Figura 1.9 – Carregador baseado nos conversores <i>Dual-Active Bridge</i> e <i>Boost</i> . ....	53
Figura 1.10 – Carregador baseado nos conversores <i>Boost</i> e <i>Full-Bridge</i> Série Ressonante. ...	54
Figura 1.11 – Carregador baseado no conversor <i>Bridgeless Half-Bridge</i> Assimétrico.....	55
Figura 1.12 – Carregador baseado nos conversores <i>Half-Bridge</i> Ressonante e <i>Buck-Boost</i> <i>Interleaved</i> .....	55
Figura 1.13 – Carregador baseado nos conversores <i>Interleaved Boost</i> e <i>Full-Bridge</i> . ....	56
Figura 1.14 – Carregador baseado nos conversores <i>Boost</i> e <i>Half-Bridge</i> Multi-Ressonante..	57
Figura 1.15 – Carregador baseado no conversor <i>Phase-Shifted Full-Bridge</i> .....	58
Figura 1.16 – Carregador baseado nos conversores <i>Boost</i> e <i>Half-Bridge</i> Série Ressonante....	59
Figura 1.17 – Carregador baseado nos conversores <i>Interleaved Boost</i> e <i>Phase-Shifted Full-</i> <i>Bridge</i> .....	60
Figura 1.18 – Carregador baseado nos conversores <i>Bridgeless</i> e <i>Phase-Shifted-Full-Bridge-</i> <i>ZVS</i> . ....	60
Figura 1.19 – Carro elétrico VPE-20BR. ....	61
Figura 1.20 – Diagrama do carregador.....	62
Figura 2.1 – Topologia do conversor <i>Buck+Boost</i> .....	66
Figura 2.2 – Modos de operação do conversor.....	66
Figura 2.3 – Etapas de operação do converso no modo <i>Boost</i> . ....	68
Figura 2.4 – Formas de onda para o modo de operação <i>Boost</i> .....	68
Figura 2.5 – Etapas de operação do converso no modo <i>Buck</i> . ....	69
Figura 2.6 – Formas de onda para modo de operação <i>Buck</i> . ....	69
Figura 2.7 – Estratégia de modulação com portadoras dispostas em fase.....	70
Figura 2.8 – Sinais <i>PWM</i> : (a) modo <i>Buck</i> ; (b) modo <i>Boost</i> . ....	70
Figura 2.9 – Razão cíclica dos interruptores em função de $\omega t$ .....	71

Figura 2.10 – Variação da razão cíclica para o modo <i>Boost</i> .....	75
Figura 2.11 – Variação da razão cíclica para o modo <i>Buck</i> .....	75
Figura 2.12 – Ondulação normalizada da corrente no indutor (modo <i>Boost</i> ).....	76
Figura 2.13 – Ondulação normalizada da corrente no indutor (modo <i>Buck</i> ).....	77
Figura 2.14 – Tensão $v_{S1}$ e corrente $i_{S1}$ no interruptor $S_1$ .....	84
Figura 2.15 – Tensão $v_{S2}$ e corrente $i_{S2}$ no interruptor $S_2$ .....	85
Figura 2.16 – Tensão $v_{D5}$ e corrente $i_{D5}$ no diodo $D_5$ .....	86
Figura 2.17 – Tensão e corrente no diodo $D_6$ .....	86
Figura 3.1 – Arranjo do banco de baterias.....	90
Figura 3.2 – Quantificação da potência processada por cada modo de operação.....	92
Figura 3.3 – Gráfico de perdas nos componentes do conversor.....	117
Figura 4.1 – Diagrama de blocos da estratégia de controle.....	120
Figura 4.2 – Referência da corrente no indutor $L$ .....	121
Figura 4.3 – Conversor <i>Boost</i> com a inserção do modelo.....	122
Figura 4.4 – Conversor <i>Buck</i> com a inserção do modelo.....	124
Figura 4.5 – Digrama de <i>Bode</i> da função de transferência de laço aberto para o modo <i>Boost</i> : (a) Ganho, (b) Fase.....	127
Figura 4.6 – Digrama de <i>Bode</i> da função de transferência de laço aberto para o modo <i>Buck</i> : (a) Ganho, (b) Fase.....	128
Figura 4.7 – Digrama de <i>Bode</i> do sistema compensado no modo <i>Boost</i> : (a) Ganho, (b) Fase. .....	131
Figura 4.8 – Digrama de <i>Bode</i> do sistema compensado no modo <i>Buck</i> : (a) Ganho, (b) Fase. .....	132
Figura 4.9 – Estratégia de modulação implementada de forma digital.....	133
Figura 5.1 – Esquemático do protótipo.....	135
Figura 5.2 – Tensão $v_i$ e corrente $i_i$ de entrada.....	136
Figura 5.3 – Tensão $v_{ret}$ e corrente $i_{ret}$ após a ponte retificadora.....	137
Figura 5.4 – Tensão $v_{S1}$ e corrente $i_{S1}$ no interruptor $S_1$ .....	137
Figura 5.5 – Tensão $v_{S2}$ e corrente $i_{S2}$ no interruptor $S_2$ .....	138
Figura 5.6 – Tensão $v_{D5}$ e corrente $i_{D5}$ no diodo $D_5$ .....	138
Figura 5.7 – Tensão $v_{D6}$ e corrente $i_{D6}$ no diodo $D_6$ .....	139
Figura 5.8 – Tensão $v_L$ e corrente $i_L$ no indutor $L$ .....	139
Figura 5.9 – Tensão $v_o$ e corrente $i_o$ na bateria.....	140
Figura 5.10 – Fotografia do protótipo implementado em laboratório.....	140

Figura 5.11 – Esquemático utilizado para os testes com a carga com característica de fonte de tensão.....	141
Figura 5.12 – Tensão de entrada $v_i$ (100 V/div) e corrente de entrada $i_i$ (10 A/div); (5 ms/div) .....	142
Figura 5.13 – Espectro harmônico da corrente de entrada .....	143
Figura 5.14 – Tensão $v_{ret}$ (100 V/div) e corrente $i_{ret}$ (5 A/div) após a ponte retificadora; (2,5 ms/div).....	143
Figura 5.15 – Tensão $v_{S1}$ (100 V/div) e corrente $i_{S1}$ (5 A/div) no interruptor $S_1$ ; (2,5 ms/div) .....	144
Figura 5.16 – Tensão $v_{S2}$ (100 V/div) e corrente $i_{S2}$ (5 A/div) no interruptor $S_2$ ; (2,5 ms/div). .....	144
Figura 5.17 – Tensão $v_{D5}$ (100 V/div) e corrente $i_{D5}$ (5 A/div) no diodo $D_5$ ; (2,5 ms/div). ..	145
Figura 5.18 – Tensão $v_{D6}$ (100 V/div) e corrente $i_{D6}$ (5 A/div) no diodo $D_6$ ; (2,5 ms/div). ..	145
Figura 5.19 – Tensão $v_L$ (100 V/div) e corrente $i_L$ (5 A/div) no indutor $L$ ; (2,5 ms/div). ....	146
Figura 5.20 – Tensão $v_o$ (100 V/div) e corrente $i_o$ (5 A/div) na bateria; (2,5 ms/div). .....	146
Figura 5.21 – Curva de rendimento em função potência de saída.....	147
Figura 5.22 – Esquemático utilizado para os testes com o banco de baterias. ....	147
Figura 5.23 – Tensão $v_i$ (100 V/div) e corrente $i_i$ de entrada (10 A/div); (5 ms/div). ....	148
Figura 5.24 – Espectro harmônico da corrente de entrada. ....	148
Figura 5.25 – Tensão $v_{ret}$ (100 V/div) e corrente $i_{ret}$ (5 A/div) após a ponte retificadora; (2,5 ms/div).....	149
Figura 5.26 – Tensão $v_{S1}$ (100 V/div) e corrente $i_{S1}$ (5 A/div) no interruptor $S_1$ ; (2,5 ms/div) .....	149
Figura 5.27 – Tensão $v_{S2}$ (100 V/div) e corrente $i_{S2}$ (5 A/div) no interruptor $S_2$ ; (2,5 ms/div). .....	150
Figura 5.28 – Tensão $v_{D5}$ (100 V/div) e corrente $i_{D5}$ (5 A/div) no diodo $D_5$ ; (2,5 ms/div). ..	150
Figura 5.29 – Tensão $v_{D6}$ (100 V/div) e corrente $i_{D6}$ (5 A/div) no diodo $D_6$ ; (2,5 ms/div). ..	151
Figura 5.30 – Tensão $v_L$ (100 V/div) e corrente $i_L$ (5 A/div) no indutor $L$ ; (2,5 ms/div). ....	151
Figura 5.31 – Tensão $v_o$ (100 V/div) e corrente $i_o$ (5 A/div) na bateria com acoplamento CC; (2,5 ms/div). .....	152
Figura 5.32 – Tensão $v_o$ (2,5 V/div) e corrente $i_o$ (5 A/div) na bateria com acoplamento CA; (5 ms/div). ....	152
Figura 5.33 – Formas de onda da referência de corrente $i_{refi}$ e a corrente amostrada $i_{amostra}$ . ..	153

Figura 5.34 – Formas de onda dos sinais de passagem entre os modos $v_{modo}$ e de controle $v_c$ . .....	153
Figura S.1 – Associação dos conversores <i>Buck</i> e <i>Boost</i> : (a) <i>Buck+Boost</i> , (b) <i>Boost+Buck</i> .	157
Figura S.2 – Conversor CA-CC <i>Buck+Boost</i> baseado na célula de comutação de três estados .....	158
Figura A.1 – Interação do conversor com o filtro de entrada. ....	169
Figura A.2 – Filtro de entrada com amortecimento paralelo. ....	170
Figura A.3 – Diagrama de <i>Bode</i> das impedâncias: (a) Ganho, (b) Fase. ....	171
Figura A.4 – Esquemático utilizado na simulação. ....	181
Figura A.5 – Esquemático da placa para o módulo de potência. ....	191
Figura A.6 – Esquemático da placa para o acionamento dos interruptores. ....	191
Figura A.7 – Esquemático da placa do microcontrolador. ....	192
Figura A.8 – Esquemático da placa de sincronismo com a rede. ....	192
Figura A.9 – Esquemático da placa de interface de comunicação serial. ....	193
Figura A.10 – Esquemático da placa da fonte de alimentação auxiliar. ....	193
Figura A.11 – Esquemático da placa do oscilador controlado por tensão. ....	194
Figura A.12 – Fluxograma do método de carga. ....	195
Figura A.13 – Modelo elétrico do banco de baterias. ....	196
Figura A.14 – Tensão $v_{bat}$ e corrente $i_{bat}$ no banco de baterias. ....	197
Figura A.15 – Corrente $i_i$ na entrada do conversor. ....	197

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Tipos de baterias. ....	40
Tabela 1.2 – Níveis de potência para o carregamento de veículos elétricos. ....	45
Tabela 3.1 – Especificações de projeto. ....	89
Tabela 3.2 – Características técnicas das baterias. ....	89
Tabela 3.3 – Dados do banco de baterias. ....	90
Tabela 3.4 – Parâmetros assumidos para o projeto. ....	90
Tabela 3.5 – Dados do interruptor $S_1$ . ....	93
Tabela 3.6 – Dados do interruptor $S_2$ . ....	94
Tabela 3.7 – Dados do diodo $D_5$ . ....	95
Tabela 3.8 – Dados do diodo $D_6$ . ....	96
Tabela 3.9 – Dados da ponte retificadora. ....	97
Tabela 3.10 – Parâmetros de projeto do indutor. ....	98
Tabela 3.11 – Dimensões do núcleo NEE 65/33/26-IP12R. ....	99
Tabela 3.12 – Dados do fio 22AWG. ....	100
Tabela 3.13 – Resumo do projeto físico do indutor $L$ . ....	101
Tabela 3.14 – Dados do capacitor. ....	102
Tabela 3.15 – Dimensões do núcleo NEE 42/21/20-IP12E. ....	105
Tabela 3.16 – Dados do fio 25AWG. ....	106
Tabela 3.17 – Resumo do projeto físico do indutor $L_f$ . ....	107
Tabela 3.18 – Parâmetros para o cálculo de perdas nos enrolamentos do indutor $L$ . ....	113
Tabela 4.1 – Especificações para o projeto dos controladores. ....	126
Tabela 5.1 – Equipamentos utilizados para os ensaios experimentais. ....	141
Tabela A.1 – Parâmetros do modelo elétrico do banco de baterias. ....	196

*Página em branco.*

## LISTAS DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABVE	Associação Brasileira do Veículo Elétrico
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> (Conversor Analógico Digital)
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador Digital de Sinal)
EMI	<i>Eletro-Magnetic Interference</i> (Interferência Eletro Magnética)
EN	<i>European Standard</i> (Norma Européia)
EV	<i>Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico)
EVSE	<i>Electric Vehicle Supply Equipment</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico Híbrido)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IWC	<i>Infrastructure Working Council</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NBR	Norma Brasileira
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção de Fator de Potência)
PL	Projeto de Lei
PHEV	<i>Plug-In Hybrid Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico Híbrido Recarregável)
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> (Malha de Captura de Fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor quadrático médio ou valor eficaz)
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i> (Sociedade de Engenheiros Automotivos)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
UFC	Universidade Federal do Ceará
VLRA	<i>Valve Regulated Lead-Acid</i> (Bateria Chumbo Ácida Regulada por Válvula)
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação sob Corrente Nula)
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> (Segurador de Ordem Zero)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sob Tensão Nula)

*Página em branco.*



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha_{Cu}$	Coefficiente térmico do cobre
$\beta$	Relação entre as máximas tensões de saída e de entrada
$\Delta B_{max}$	Máxima excursão da densidade de fluxo
$\Delta I_1(\omega t), \Delta I_2(\omega t)$	Ondulação de corrente no indutor para os modos <i>Boost</i> e <i>Buck</i>
$\Delta I_i(\omega t)$	Ondulação de corrente no indutor em função do ângulo da rede
$\Delta I_L, \Delta i_L$	Ondulação de corrente no indutor
$\Delta I_{L\_max}$	Máxima ondulação de corrente no indutor
$\Delta V_{Co}$	Ondulação de tensão no capacitor
$\overline{\Delta I_L}$	Ondulação normalizada de corrente no indutor
$\overline{\Delta I_1(\omega t)}, \overline{\Delta I_2(\omega t)}$	Ondulação normalizada de corrente no indutor para os modos <i>Boost</i> e <i>Buck</i>
$\Delta T$	Elevação máxima de temperatura
$\eta$	Rendimento estimado do conversor.
$\eta_t$	Rendimento teórico calculado
$\theta$	Ângulo de interseção entre as tensões de saída e de entrada
$\mu_o$	Permeabilidade magnética do vácuo
$\rho_{(20^\circ C)}$	Resistividade do cobre a 20 °C
$\rho_{Cu(T_e)}$	Resistividade do cobre para a máxima temperatura no enrolamento
$\varphi$	Ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente de entrada
$\nu$	Frequência real a ser convertida ao plano $w$
$\bar{\nu}$	Valor da frequência corrigida no plano $w$
$\bar{\nu}_{c\_Boost}, \bar{\nu}_{c\_Buck}$	Frequência de cruzamento corrigida
$\bar{\nu}_{z\_Boost}, \bar{\nu}_{z\_Buck}$	Frequências dos zeros dos controladores corrigidas
$\omega t$	Frequência angular
$A_{0\_Boost}, A_{0\_Buck}$	Coefficiente do erro atual da equação a diferença modo <i>Boost</i>
$A_{1\_Boost}, A_{1\_Buck}$	Coefficiente do erro anterior da equação a diferença
$A_{cufio22}, A_{cufio25}$	Área do cobre dos fios
$A_{cufio22\_iso}, A_{cufio25\_iso}$	Área do fio com isolamento
$A_{e\_42}, A_{e\_65}$	Área da seção transversal dos núcleos
$A_{p\_L}, A_{p\_Lf}$	Produto das áreas
$A_{w\_65}, A_{w\_42}$	Área da janela dos núcleos
$B_{max}$	Máxima densidade de fluxo magnético
$C_{apAh}$	Capacidade em Ah do banco de baterias
$C_{bat}$	Capacitância equivalente do banco de baterias
$C_{Boost}(w), C_{Buck}(w)$	Função de transferência do controlador no plano $w$
$C_{Boost}(z), C_{Buck}(z)$	Função de transferência discretizada do controlador
$C_{eq}$	Capacitância equivalente

$C_f$	Valor da capacitância do filtro de entrada
$CME_{42}, CME_{65}$	Comprimento médio de uma espira
$CMM_{42}, CMM_{65}$	Comprimento médio magnético
$C_o$	Valor da capacitância de saída
$\hat{d}(s)$	Perturbação de pequeno sinal da razão cíclica
$D_{Boost}, D_{Buck}$	Razão cíclica em um dado ponto de operação
$d_{Boost}(\omega t), d_{Buck}(\omega t)$	Razão cíclica variante no tempo
$E_{on\_S1}, E_{on\_S2}$	Energia dissipada na entrada em condução dos interruptores
$E_{on\_S1\_PFC}, E_{on\_S2\_PFC}$	Energia dissipada na entrada em condução dos interruptores em meio período
$E_{off\_D5\_PFC}, E_{off\_D6\_PFC}$	Energia dissipada no bloqueio dos diodos em meio período
$E_{off\_S1}, E_{off\_S2}$	Energia dissipada no bloqueio dos interruptores
$E_{off\_S1\_PFC}, E_{off\_S2\_PFC}$	Energia dissipada no bloqueio dos interruptores em meio período
$erro_{Boost}[k], erro_{Buck}[k]$	Erro entre o sinal de referência e a amostra da corrente no indutor
$f_a$	Frequência de amostragem
$f_{c\_Boost}, f_{c\_Buck}$	Frequência de cruzamento das plantas para os modos
$F_{c\_L}, F_{c\_Lf}$	Fator de correção no cálculo de espiras dos indutores
$f_o$	Frequência de ressonância do filtro
$f_{ond}$	Frequência de ondulação da tensão retificada
$f_r$	Frequência de ondulação da rede elétrica
$f_s$	Frequência de comutação dos interruptores
$f_{si}$	Frequência de comutação digital
$FT_{SC\_Boost}, FT_{SC\_Buck}$	Função de transferência de laço aberto sem controlador
$f_{z\_Boost}, f_{z\_Buck}$	Frequência do zero do controlador
$G_{42}, G_{65}$	Altura da janela dos núcleos
$G_{iL\_Boost}(s), G_{iL\_Buck}(s)$	Função de transferência da corrente no indutor
$G_{PWM}$	Ganho do modulador <i>PWM</i>
$G_{V\_Boost}, G_{V\_Buck}$	Ganho estático do conversor para os modos <i>Boost</i> e <i>Buck</i>
$H_i$	Ganho da amostragem de corrente
$I_{CN\_S1}$	Valor nominal de corrente através do interruptor $S_1$
$I_{Co\_ef}$	Valor eficaz da corrente através do capacitor $C_o$
$I_{D5\_ef}, I_{D6\_ef}$	Valor eficaz da corrente através dos diodos
$I_{D5\_max}, I_{D6\_max}$	Valor máximo da corrente através dos diodos
$I_{D5\_med}, I_{D6\_med}$	Valor médio da corrente através dos diodos
$I_{FN\_D5}, I_{FN\_D6}$	Valor nominal de corrente através dos diodos
$\hat{i}_L(s)$	Perturbação de pequeno sinal da corrente no indutor
$I_{L\_ef}$	Valor eficaz da corrente através do indutor

$I_{L\_max}$	Valor máximo da corrente através do indutor
$I_{L\_med}$	Valor médio da corrente através do indutor
$I_{Ld\_ef}$	Valor eficaz da corrente através do circuito de amortecimento
$I_{Ld\_max}$	Valor máximo de corrente através do circuito de amortecimento
$I_{Lf\_ef}$	Valor eficaz da corrente
$I_{Lf\_max}$	Valor máximo de corrente através do indutor do filtro
$I_{M1}, I_{M2}$	Valor máximo de corrente no indutor
$I_{m1}, I_{m2}$	Valor mínimo de corrente no indutor
$I_{max}^*$	Referência máxima da corrente nas baterias
$I_{min}^*$	Referência mínima da corrente nas baterias
$I_o$	Valor médio da corrente de saída
$I_p$	Valor de pico da corrente de entrada
$I_{PR\_ef}$	Valor eficaz da corrente através da ponte retificadora
$I_{PR\_max}$	Valor máximo da corrente através da ponte retificadora
$I_{PR\_med}$	Valor médio da corrente através da ponte retificadora
$I_{rr\_D5}, I_{rr\_D6}$	Corrente de recuperação reversa dos diodos
$I_{S1\_ef}, I_{S2\_ef}$	Valor eficaz da corrente através dos interruptores
$I_{S1\_med}, I_{S2\_med}$	Valor médio da corrente através dos interruptores
$I_{S1\_max}, I_{S2\_max}$	Valor máximo da corrente através dos interruptores
$J_{max}$	Máxima densidade de corrente
$k, x$ e $y$	Parâmetros relacionados ao material magnético IP12 <sup>®</sup> a 80° C
$K_{bat}$	Constante equivalente do banco de baterias
$K_{Co}$	Constante equivalente do filtro de saída
$K_{c\_Boost}, K_{c\_Buck}$	Ganho do controlador no plano $w$
$K_f$	Fator de forma para uma onda do tipo senoidal
$k_{u\_L}, k_{u\_Lf}$	Fator de utilização da janela dos núcleos
$K_w$	Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento
$L$	Valor da indutância de armazenamento.
$L_d$	Valor da indutância do circuito de amortecimento do filtro
$L_f$	Valor da indutância do filtro
$l_{g\_L}, l_{g\_Lf}$	Entreferro dos indutores
$n$	Relação entre o filtro e o circuito de amortecimento
$N_{Ar\_bat}$	Número de arranjos de baterias associadas em paralelo
$N_{bat}$	Número de baterias associadas em série
$N_{e\_L}, N_{e\_Lf}$	Número de espiras
$N_{e\_Fc\_L}, N_{e\_Fc\_Lf}$	Números de espiras corrigidos
$N_{fios\_L}, N_{fios\_Lf}$	Números de fios em paralelo
$P_{.65}, P_{.42}$	Peso aproximado dos núcleos

$P_{Boost}, P_{Buck}$	Potência processada pelos modos <i>Boost</i> e <i>Buck</i>
$P_{Cu}$	Perdas no cobre
$P_{Co}$	Perdas por condução no capacitor eletrolítico
$P_{cond\_D5}, P_{cond\_D6}$	Potência dissipada na condução dos diodos
$P_{cond\_PR}$	Potência total dissipada na ponte retificadora
$P_{cond\_S1}, P_{cond\_S2}$	Potência dissipada na condução dos interruptores
$P_{D5}, P_{D6}$	Potência total dissipada nos diodos
<i>Perdas</i>	Perdas totais no conversor
$P_{Fe}$	Perdas no núcleo
$P_i$	Potência de entrada
$PI_{Boost}[k], PI_{Buck}[k]$	Saída atual da equação a diferença
$P_L$	Perdas totais no indutor
$P_o$	Potência de saída
$P_{on\_S1}, P_{on\_S2}$	Potência dissipada na entrada em condução dos interruptores
$P_{off\_D5}, P_{off\_D6}$	Potência dissipada no bloqueio dos diodos
$P_{off\_S1}, P_{off\_S2}$	Potência dissipada no bloqueio dos interruptores
$P_{S1}, P_{S2}$	Potência total dissipada nos interruptores
$Q_{opt}$	Coefficiente de amortecimento ótimo
$R_{bat}$	Resistência interna equivalente do banco de baterias
$R_{eq}$	Resistência equivalente
$R_d$	Resistência do circuito de amortecimento
$r_{d\_D5}, r_{d\_D6}$	Resistência média dos diodos
$R_{DSon(100\text{ }^\circ\text{C})}$	Resistência do canal dreno-fonte do interruptor $S_2$
$r_{mS1}$	Resistência média do interruptor $S_1$
$R_i$	Resistência interna de uma bateria
$R_o$	Resistência de carga
$R_{of}$	Impedância característica do filtro
$R_{se}$	Resistência série equivalente do capacitor
$s$	Operador no plano contínuo
$S_{fio\_L}, S_{fio\_Lf}$	Área da seção de cobre dos fios
$T_a$	Período de amostragem do sinal
$T_{am}$	Temperatura ambiente
$T_e$	Temperatura efetiva
$t_{f\_S1}, t_{f\_S2}$	Intervalo de descida dos interruptores
$t_{r\_S1}, t_{r\_S2}$	Intervalo de subida dos interruptores
$t_{rr\_D5}, t_{rr\_D6}$	Tempo de recuperação reversa dos diodos
$T_s$	Período de comutação dos interruptores
$V_{bat\_max}^*$	Referência da tensão de absorção das baterias

$V_{bat\_min}^*$	Referência da tensão de flutuação das baterias
$V_{CEN\_S1}$	Valor de tensão coletor-emissor do interruptor $S_1$
$V_{CE0\_S1}$	Valor da tensão de limiar do interruptor $S_1$
$V_{Co\_max}$	Valor máximo da tensão no capacitor $C_o$
$V_{Cu}$	Volume de cobre do enrolamento
$V_{D5\_max}, V_{D6\_max}$	Valor máximo da tensão nos diodos
$V_{e\_42}, V_{e\_65}$	Volume dos núcleos
$V_{F0\_D5}, V_{F0\_D6}$	Valor da tensão de limiar dos diodos
$V_{FN\_D5}, V_{FN\_D6}$	Valor de tensão dos diodos
$\hat{v}_i(s)$	Perturbação de pequeno sinal da tensão de entrada
$V_{ief\_max}$	Valor eficaz máximo da tensão de entrada
$V_{ief\_min}$	Valor eficaz mínimo da tensão de entrada
$V_{ief\_nom}$	Valor eficaz nominal da tensão de entrada
$V_{i\_max}$	Valor máximo da tensão de entrada
$V_{Lf\_ef}$	Valor eficaz da tensão no indutor do circuito de amortecimento
$V_{max\_eq}$	Tensão de equalização do banco de baterias
$V_{max\_flut}$	Tensão de flutuação do banco de baterias
$V_{min}$	Tensão de mínima admissível do banco de baterias
$V_{min\_prof}$	Tensão de descarga profunda do banco de baterias
$\hat{v}_o(s)$	Perturbação de pequeno sinal da tensão de saída
$V_{o\_max}$	Valor máximo da tensão de saída
$V_p$	Valor de pico da tensão de entrada
$V_{PR\_max}$	Valor máximo da tensão na ponte retificadora
$V_{S1\_max}, V_{S2\_max}$	Valor máximo da tensão nos interruptores
$V_T$	Valor de pico da triangular implementada digitalmente
$w$	Operador no plano pseudocontínuo
$X_d$	Reatância equivalente do circuito de amortecimento
$X_{Lf}$	Reatância indutiva do filtro
$z$	Operador no plano discreto
$Z_{Cf}(s)$	Impedância capacitiva do filtro de entrada
$Z_{Ld}(s)$	Impedância indutiva do circuito de amortecimento do filtro de entrada
$Z_{Lf}(s)$	Impedância indutiva do filtro de entrada
$Z_{in}(s)$	Impedância de entrada do conversor
$Z_{in\_Boost}(s), Z_{in\_Buck}(s)$	Impedâncias de entrada do conversor para os modos <i>Boost</i> e <i>Buck</i>
$Z_o(s)$	Impedância de saída do filtro de entrada
$Z_{omf}$	Valor de pico da impedância na frequência de ressonância do filtro

*Página em branco.*

## SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>33</b>
<b>1 MOTIVAÇÕES, OBJETIVOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....</b>	<b>37</b>
<b>1.1 Considerações Iniciais .....</b>	<b>37</b>
<b>1.2 Motivações.....</b>	<b>37</b>
<b>1.3 Objetivos do Trabalho .....</b>	<b>37</b>
<b>1.4 Tipos de Veículos Elétricos .....</b>	<b>38</b>
1.4.1 Veículos Elétricos Híbridos.....	38
1.4.2 Veículos Elétricos Híbridos Recarregáveis .....	39
1.4.3 Veículos Elétricos Alimentados por Baterias.....	39
<b>1.5 Acumuladores de Energia.....</b>	<b>39</b>
1.5.1 Baterias do Tipo Chumbo-ácido.....	40
1.5.2 Baterias do Tipo Íons de Lítio .....	41
<b>1.6 Técnicas para o Carregamento de Baterias .....</b>	<b>41</b>
1.6.1 Algoritmo para o Carregamento de um Conjunto de Baterias Chumbo-ácido.....	42
<b>1.7 Carregadores de Baterias para Veículos Elétricos.....</b>	<b>43</b>
1.7.1 Carregadores Embarcados no Veículo Elétrico.....	44
1.7.2 Carregadores Externos.....	44
1.7.3 Estações de Recarga .....	44
<b>1.8 Padrões e Normalizações.....</b>	<b>44</b>
<b>1.9 Topologias de Carregadores de Baterias para Veículos Elétricos .....</b>	<b>47</b>
1.9.1 Topologias Monofásicas Não Isoladas .....	47
1.9.2 Topologias Monofásicas Isoladas.....	52
<b>1.10 Descrição do Sistema de Carregamento de Baterias.....</b>	<b>61</b>
<b>1.11 Considerações Finais .....</b>	<b>63</b>
<b>2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR CA-CC <i>BUCK+BOOST</i>.....</b>	<b>65</b>
<b>2.1 Considerações Iniciais .....</b>	<b>65</b>
<b>2.2 Análise Qualitativa .....</b>	<b>65</b>
2.2.1 Descrição da Topologia .....	65
2.2.2 Princípio de Operação .....	67
2.2.3 Estratégia de Modulação .....	69
<b>2.3 Análise Quantitativa.....</b>	<b>71</b>
2.3.1 Intervalos de Duração das Etapas de Operação.....	71

2.3.2 Ganho Estático .....	74
2.3.3 Variação da Razão Cíclica .....	74
2.3.4 Variação da Ondulação de Corrente no Indutor $L$ .....	75
2.3.5 Esforços de Tensão e Corrente.....	77
<b>2.4 Análise da Comutação .....</b>	<b>83</b>
<b>2.5 Considerações Finais.....</b>	<b>87</b>
<b>3 EXEMPLO DE PROJETO PARA O CARREGADOR DE BATERIAS.....</b>	<b>89</b>
<b>3.1 Considerações Iniciais.....</b>	<b>89</b>
<b>3.2 Especificações e Considerações.....</b>	<b>89</b>
<b>3.3 Cálculos Iniciais .....</b>	<b>91</b>
<b>3.4 Quantificação da Potência Processada.....</b>	<b>91</b>
<b>3.5 Projeto do Circuito de Potência.....</b>	<b>92</b>
3.5.1 Interruptor $S_1$ .....	92
3.5.2 Interruptor $S_2$ .....	93
3.5.3 Diodo $D_5$ .....	95
3.5.4 Diodo $D_6$ .....	96
3.5.5 Diodos da Ponte Retificadora $D_1$ - $D_4$ .....	97
3.5.6 Indutor $L$ .....	97
3.5.7 Capacitor do Filtro de Saída $C_o$ .....	101
<b>3.6 Projeto do Filtro de Entrada.....</b>	<b>102</b>
3.6.1 Projeto do Filtro de Entrada com Amortecimento .....	102
3.6.2 Projeto Físico do Indutor de Amortecimento $L_f$ .....	104
<b>3.7 Análise de Perdas no Conversor .....</b>	<b>107</b>
3.7.1 Perdas no Interruptor $S_1$ .....	108
3.7.2 Perdas no Interruptor $S_2$ .....	109
3.7.3 Perdas no Diodo $D_5$ .....	110
3.7.4 Perdas no Diodo $D_6$ .....	112
3.7.5 Perdas nos Diodos da Ponte Retificadora .....	113
3.7.6 Perdas no Indutor $L$ .....	113
3.7.7 Perdas no Indutor $L_f$ .....	115
3.7.8 Perdas no Capacitor $C_o$ .....	116
3.7.9 Perdas Totais no Conversor .....	116
3.7.10 Rendimento Teórico do Conversor .....	117
<b>3.8 Considerações Finais.....</b>	<b>118</b>



<b>4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE .....</b>	<b>119</b>
<b>4.1 Considerações Iniciais .....</b>	<b>119</b>
<b>4.2 Estratégia de Controle Utilizada .....</b>	<b>119</b>
<b>4.3 Modelagem do Conversor .....</b>	<b>121</b>
4.3.1 Modelo Matemático do Banco de Baterias.....	122
4.3.2 Funções de Transferência do Conversor no Modo <i>Boost</i> .....	122
4.3.3 Funções de Transferência do Conversor no Modo <i>Buck</i> .....	124
<b>4.4 Introdução ao Plano <math>w</math>.....</b>	<b>125</b>
<b>4.5 Projeto dos Controladores .....</b>	<b>125</b>
<b>4.6 Implementação Digital .....</b>	<b>133</b>
<b>4.7 Considerações Finais .....</b>	<b>134</b>
<b>5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>135</b>
<b>5.1 Considerações Iniciais .....</b>	<b>135</b>
<b>5.2 Resultados de Simulação.....</b>	<b>136</b>
5.2.1 Resultados Preliminares .....	136
<b>5.3 Resultados Experimentais.....</b>	<b>140</b>
5.3.1 Instrumentos Utilizados para o Ensaio Experimental.....	141
5.3.2 Resultados Preliminares .....	141
5.3.3 Resultados com um Banco de Baterias.....	147
<b>5.4 Considerações Finais .....</b>	<b>154</b>
<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>155</b>
<b>SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>157</b>
<b>PUBLICAÇÕES DE ARTIGOS .....</b>	<b>159</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>161</b>
<b>APÊNDICES .....</b>	<b>169</b>
<b>A.1 Análise do Filtro de Entrada .....</b>	<b>169</b>
<b>A.2 Ganho de Amostragem de Corrente .....</b>	<b>173</b>
<b>A.3 Algoritmo para o Projeto dos Controladores.....</b>	<b>175</b>
<b>A.4 Esquemático e Código utilizados na Simulação.....</b>	<b>181</b>
<b>A.5 Código implementado no Microcontrolador.....</b>	<b>185</b>
<b>A.6 Esquemas das Placas Modulares.....</b>	<b>191</b>
<b>A.7 Implementação do Método de Carga das Baterias.....</b>	<b>195</b>

*Página em branco.*

## INTRODUÇÃO

O mundo já tem cerca de 1 bilhão de veículos, aproximadamente um para cada sete habitantes, e o Brasil tem 70 milhões de automóveis. Os meios de transporte motorizados consomem aproximadamente 25% da demanda mundial de energia, principalmente na forma de combustíveis derivados do petróleo, e contribuem em igual porcentagem para a emissão de Gases do Efeito Estufa (GEE). No Brasil, em 2005, o setor de transportes foi responsável por 43% das emissões de CO<sub>2</sub> do setor energético e por 8,1% do total do país, totalizando a emissão de 133.431 GgCO<sub>2</sub>, dos quais 92% provêm do transporte rodoviário. As emissões de CO<sub>2</sub> do transporte rodoviário cresceram 72,1% entre 1990 e 2005 (CEBDS, 2012).

Dentro do setor de transportes, o principal emissor de gases poluentes, em função do tamanho da frota, é o veículo automotor de uso individual. Estes veículos emitem dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>), potente gás de efeito estufa, dióxido sulfúrico, óxido nitroso e materiais particulados no ar, contribuindo para vários problemas ambientais e de saúde pública, além das mudanças climáticas. O intenso consumo de energia não renovável pelo setor de transportes é uma das principais causas de sua significativa contribuição para as mudanças climáticas (CEBDS, 2012).

Segundo (BENEDET, 2012), os automóveis do futuro serão elétricos, pois tais veículos beneficiam os consumidores, o custo por quilômetro rodado aproxima-se da metade do correspondente aos veículos movidos a gasolina.

O veículo elétrico (VE) ou *electric vehicle (EV)* não é apenas um carro, mas um sistema que realiza um transporte rodoviário limpo e eficiente, como afirmado por (CHAN, 2002),

Além disso, como citado em (BENEDET, 2012), no caso do Brasil, as vantagens ambientais serão ainda mais pronunciadas que na maior parte dos países, pois cerca de noventa por cento da nossa energia elétrica provém de fontes renováveis, enquanto, no mundo, 67% da eletricidade provém da queima de combustíveis fósseis.

Entretanto, o êxito da implantação de veículos elétricos está associado à introdução de normas e códigos internacionais, uma infraestrutura universal, periféricos associados e *softwares* amigáveis em propriedade pública ou privada. Os custos associados com a infraestrutura de carregamento correlacionados com os padrões do *hardware*, assim conforme (FOLEY; WINNING; GALLACHÓIR, 2012).

Segundo (CHAN, 2002), o desenvolvimento de fontes de energia e a gestão inteligente desta energia são os principais fatores para permitir a concorrência dos VEs com os veículos movidos pelo motor de combustão interna.

Os sistemas eletrônicos de potência aplicados ao carregamento de baterias devem ser desenvolvidos para fornecer uma energia com maior qualidade e o além de possuir uma alta eficiência no processamento da energia.

Através desta contextualização, este projeto busca uma contribuição ao estudo e desenvolvimento de uma topologia de conversor eletrônico de potência para a aplicação em um carregador de baterias para veículos elétricos do tipo recarregável através da rede elétrica.

A seguir é feita uma breve descrição do conteúdo da dissertação:

No capítulo 1 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre topologias de carregadores de baterias para veículos elétricos existentes na literatura técnica. Também é realizado um estudo sobre os tipos de veículos elétricos, tipos de baterias, uma técnica para o carregamento de baterias, normas e padrões existentes para carregadores de baterias aplicados a veículos elétricos. Para finalizar o capítulo é apresentada a topologia do carregador de baterias a ser utilizado.

No capítulo 2 é realizado um estudo teórico do conversor *CA-CC Buck+Boost* com correção de fator de potência. Uma análise qualitativa é realizada com a descrição da topologia mostrando as etapas de operação do conversor e a estratégia de modulação. Na análise quantitativa são apresentados os intervalos de tempos das etapas de operação, ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes da topologia adotada. Para complementar o estudo, uma análise do processo de comutação dos interruptores é apresentada.

No capítulo 3 é apresentado um exemplo de projeto para um carregador de baterias, onde são destacados o projeto dos componentes do circuito de potência e a modelagem de perdas dos componentes do conversor para determinar o rendimento teórico do conversor.

No capítulo 4 é apresentada a estratégia de controle adotada para o carregador de baterias. A modelagem do conversor para encontrar as funções de transferência é realizada a partir do modelo da chave *PWM*. O projeto dos controladores é realizado no plano  $w$ . A implementação do circuito controle é realizada de forma digital.

No capítulo 5, os resultados de simulação e experimentais de um protótipo de 1 kW são apresentados para validar a análise teórica realizada e a escolha da topologia.

Finalmente, são apresentadas as principais conclusões do presente estudo e as sugestões para trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento da pesquisa.

Além disso, são apresentadas as publicações realizadas durante o período de curso do mestrado. E as referências bibliográficas citadas ao longo do texto e as fontes consultadas.

Os apêndices deste trabalho foram organizados da seguinte forma:

No apêndice A.1 é apresentada uma análise sobre a influência do filtro de entrada na dinâmica do conversor. No apêndice A.2 é apresentado o código para o cálculo do ganho da amostragem de corrente. E os códigos utilizados para o projeto dos controladores são apresentados no apêndice A.3.

No apêndice A.4 são apresentados o esquemático dos circuitos de potência e de controle utilizado na simulação computacional, além do código em linguagem C utilizado na simulação. O código de controle implementado no dispositivo microcontrolador é apresentado no apêndice A.5. No apêndice A.6 são apresentados os esquemáticos das placas modulares utilizadas na montagem do protótipo experimental

Para finalizar, no apêndice A.7 é apresentado um método de carga das baterias implementado em uma simulação computacional.

*Página em branco.*

# **1 MOTIVAÇÕES, OBJETIVOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

## **1.1 Considerações Iniciais**

Neste capítulo é apresentado um estudo sobre os tipos de veículos automotores elétricos, uma descrição sobre os acumuladores de energia, técnicas para o carregamento de baterias, normas e padrões para carregadores de baterias. Em seguida é realizada uma revisão sobre topologias de carregadores aplicados a veículos elétricos existentes na literatura técnica, bem como um levantamento sobre as suas vantagens e desvantagens. Posteriormente, é feita a apresentação da topologia escolhida para o carregador de baterias a ser implementada.

## **1.2 Motivações**

O interesse pelo uso de veículos elétricos vem ressurgindo ao longo dos últimos anos devido às vantagens encontradas nestes tipos de automóveis, como a redução do consumo de combustíveis fósseis, não emissão de gases poluentes no meio ambiente, diminuição do custo por quilômetro rodado quando comparado aos veículos convencionais movidos a gasolina e além de ser reduzido nível de ruídos sonoros emitidos.

Entretanto, a demora na massificação destes automóveis deve-se em parte ao desenvolvimento das tecnologias de acumuladores de energia, acarretando assim uma baixa autonomia quando comparados aos automóveis convencionais. O banco de baterias é o componente mais problemático do sistema elétrico de um veículo elétrico, o mesmo possui uma capacidade limitada, volume, um reduzido tempo vida e necessita de cuidados para a sua carga e descarga.

Neste cenário, as tecnologias envolvendo os sistemas eletrônicos de potência aplicados ao carregamento de baterias são um ponto essencial para o desenvolvimento dos veículos automotores. Pois através dos mesmos tem-se um melhor aproveitamento do estado atual das baterias através do aumento da eficiência no processamento e do fornecimento de energia com maior qualidade.

## **1.3 Objetivos do Trabalho**

Busca-se através deste trabalho uma contribuição científica ao estudo e ao desenvolvimento de uma topologia de um carregador de baterias para veículos elétricos. Visando um protótipo que se apresente como uma solução simples, com alta eficiência, alto

fator de potência, confiabilidade, e realize a recarga do automóvel em locais residenciais e em ambientes de trabalho.

Como objetivos específicos deste trabalho têm-se:

- A realização de uma revisão na literatura técnica sobre as topologias não isoladas e isoladas de conversores eletrônicos de potência aplicados ao carregamento de baterias em veículos elétricos;
- Estudo teórico do conversor: análises qualitativa e quantitativa e uma análise da comutação dos interruptores;
- Projeto do circuito de potência;
- A modelagem de perdas nos principais componentes do circuito de potência do conversor;
- Modelagem e o projeto do circuito de controle;
- Simulação computacional via *software* dedicado para circuitos eletrônicos;
- Implementação de um protótipo de 1 kW e experimentação em laboratório.

## 1.4 Tipos de Veículos Elétricos

Um veículo elétrico é um veículo automotor que utiliza pelo menos um motor elétrico para sua tração. Estes veículos automotores elétricos podem ser divididos em três grandes grupos, diferenciados entre si pelas suas características:

- Veículos Elétricos Híbridos;
- Veículos Elétricos Híbridos Recarregáveis;
- Veículos Elétricos Alimentados por Baterias.

### 1.4.1 Veículos Elétricos Híbridos

O veículo elétrico híbrido ou *Hybrid Electric Vehicle (HEV)* apresenta uma combinação de mais de uma fonte de energia além da alimentação por um banco de baterias. Neste caso, a fonte de energia é obtida através do combustível gasolina ou álcool; e um motor de combustão interna acoplado a um gerador elétrico (alternador). Também a fonte de energia citada pode ser hidrogênio com a utilização de células combustíveis. As fontes podem ter arranjos em série, em paralelo ou de forma composta, segundo (MAGGETTO; MIERLO, 2000).



O tipo mais comum combina um motor elétrico alimentado com energia elétrica e outro de combustão interna a gasolina. A troca das baterias é feita de forma manual em algum ponto de recarga.

#### 1.4.2 Veículos Elétricos Híbridos Recarregáveis

Os veículos elétricos híbridos recarregáveis, do termo em inglês *Plug-In Hybrid Electric Vehicles (PHEV)* apresentam as mesmas características descritas no item 1.4.1 com a adição da capacidade de se recarregar as baterias pela rede elétrica por meio de tomadas convencionais ou em postos de recarga. Pode-se ainda utilizar sistemas de recarga que realizem o aproveitamento de energias renováveis, tais como a energia solar.

Os *PHEV's* aumentam a capacidade da bateria e do motor elétrico em comparação com o veículo puramente híbrido, e diminuem a capacidade e tamanho do motor de combustão a gasolina (LAFUENTE, 2011).

#### 1.4.3 Veículos Elétricos Alimentados por Baterias

Os veículos elétricos alimentados por baterias ou puramente elétricos são tracionados exclusivamente por motores elétricos. Os motores são alimentados por algum elemento acumulador de energia instalado na estrutura física do automóvel, estes acumuladores podem ser um banco de baterias recarregáveis ou ultra capacitores. As baterias, assim como nos híbridos recarregáveis descritos no item 1.4.2, podem ser recarregadas pela rede elétrica comercial ou usando sistemas de aproveitamento de energias renováveis.

A denominação deste automóvel é vinda da tradução do termo em inglês *Electric Vehicle (EV)*. O termo inglês *plug-in* também é bastante utilizado para este tipo de veículo.

### 1.5 Acumuladores de Energia

Os veículos elétricos necessitam de um sistema de acumulador de energia para alimentar o motor elétrico. Como discutido anteriormente, a tecnologia dos sistemas acumuladores de energia é, dentre outros fatores, o ponto fraco para a disseminação dos automóveis elétricos, por conta do seu custo, autonomia, tempo de recarga, vida útil e segurança.

Dentre estas tecnologias de baterias, segundo (VOELCKER, 2007), os principais tipos de tecnologias de baterias mais usados para veículos elétricos *HEVs*, *PHEVs* e *EVs* são

as de chumbo-ácido, níquel-hidreto metálico e íons de Lítio. No entanto, as baterias de íons de Lítio devem tornar-se os dispositivos de armazenamento de energia viáveis para as próximas gerações de *PHEVs* e *EVs*.

Na Tabela 1.1 são mostrados os tipos de baterias encontrados no mercado, com as suas respectivas vantagens e desvantagens.

Tabela 1.1 – Tipos de baterias.

<b>Tipo</b>	<b>Vantagem</b>	<b>Desvantagem</b>
Chumbo ácido (Pb-ácido)	Baixo custo; tecnologia dominada	Baixa densidade energética; elemento tóxico na sua composição; carregamento lento
Níquel-cádmio (Ni-Cd)	Baixo custo; tecnologia dominada	Elemento tóxico na sua composição: o Cádmio; efeito memória
Níquel-Hidreto Metálico (Ni-MH)	Tecnologia conhecida	Alto custo
Zinco-ar (Zn-ar)	Baixo custo; alta densidade energética	Troca mecânica do eletrodo de Zinco
Na Ni – Cloreto (ZEBRA)	Alta densidade energética	Operação em alta temperatura e o seu alto custo
Íons de Lítio (Li-ion)	Alta densidade energética; tamanho reduzido	Alto custo, tecnologia em desenvolvimento e apresenta riscos a segurança por explosão

Fonte: Baseado nos dados contidos em (SATURNIA, 2009).

A seguir são descritos os dois tipos de tecnologias de baterias mais utilizados para este tipo de aplicação a que se propõe este trabalho.

### 1.5.1 Baterias do Tipo Chumbo-ácido

As baterias de chumbo-ácido foram as primeiras baterias recarregáveis para uso comercial. Atualmente, esta tecnologia continua sendo largamente utilizada, por conta do seu custo-benefício oferecido. As mesmas são utilizadas em vários tipos de automóveis elétricos, aplicações marítimas e sistemas ininterruptos de energia (BATTERY UNIVERSITY, 2012).

Dentre as baterias chumbo ácido existem as do tipo estacionárias, tracionarias e as automotivas.

As baterias automotivas são projetadas para oferecer grande quantidade de corrente por um curto período de tempo, necessário somente para dar partida no carro.

Para a aplicação em veículos elétricos, as baterias estacionárias ou ciclo profundo são ideais, pois as mesmas são projetadas para fornecer a quantidade constante de corrente por um longo período de tempo e para serem descarregadas completamente inúmeras vezes.

Como pode ser observado na Tabela 1.1, as desvantagens das baterias de chumbo-ácido são a baixa densidade energética, o elemento tóxico na sua composição devido ao ácido e um carregamento lento. Além de possuir um maior peso e ser menos durável quando comparadas as tecnologias baseadas em íons de Lítio.

As baterias de chumbo ácido não devem ser carregadas por meio do método de carregamento rápido, pois a carga rápida diminui o seu desempenho e tempo de vida. O carregamento completo demora, dependendo da tecnologia utilizada, um período de 14 a 16 horas. As mesmas devem ser sempre armazenadas em estado de carga completa.

### 1.5.2 Baterias do Tipo Íons de Lítio

As baterias que utilizam íons de Lítio, como descritas na Tabela 1.1, possuem uma alta capacidade de armazenamento de energia em um menor volume quando comparadas aos outros tipos de baterias. Pelo fato de possuírem uma alta densidade energética, as mesmas são amplamente utilizadas em sistemas de comunicação, máquinas fotográficas, sistemas embarcados, etc.

O Lítio é o mais leve de todos os metais, tem um alto potencial eletroquímico e fornece uma maior energia específica por peso. As baterias recarregáveis com lítio metálico no ânodo podem fornecer densidades de energia extremamente elevadas (BATTERY UNIVERSITY, 2009).

Segundo (DHAMEJA, 2002), as baterias de lítio podem ser recarregadas mais rapidamente do que as baterias baseadas nas tecnologias de chumbo-ácido e níquel-metal hidreto. Em adição, as células de lítio produzem a mesma quantidade de energia que as de níquel-metal hidreto, mas elas são tipicamente menores e possuem um peso menor. Também são consideradas ambientalmente mais amigáveis, pois podem ser usadas repetidamente e não possui elementos tóxicos.

## 1.6 Técnicas para o Carregamento de Baterias

Os três métodos primários para o carregamento de baterias são tensão constante (CV), corrente constante (CC) ou a combinação dos métodos de tensão e corrente constantes (CC-CV). Pesquisas são realizadas para obter melhores algoritmos de carregamento, como os

métodos estudados em (HUA; LIN, 2000), *two-step*, *pulse*, e *Reflex<sup>TM</sup>*; de acordo com as características de carregamento, tempo de carga, corrente de carga, temperatura, frequência e período carga.

O ato de decisão da técnica de carregamento mais adequada deverá partir do fabricante, que após várias experiências indique qual a técnica que permita obter melhores resultados. Estes resultados devem ter como objetivo a minimização do tempo de carga, redução do risco de sobrecarga e maximizar a longevidade das baterias (TAVARES, 2009).

A seguir é detalhada uma técnica para o carregamento de baterias do tipo chumbo-ácido.

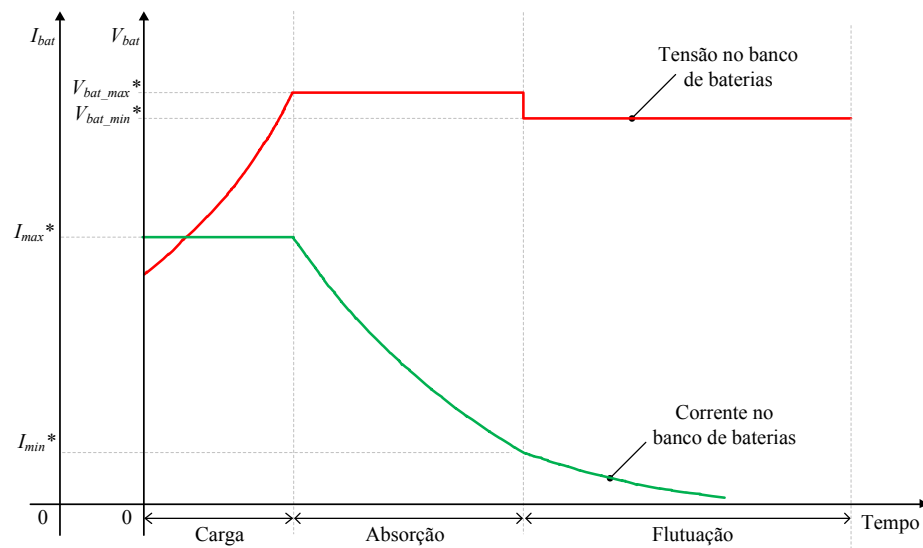
### 1.6.1 Algoritmo para o Carregamento de um Conjunto de Baterias Chumbo-ácido

A técnica de carregamento mais recomendada para este tipo de baterias é baseada na associação dos métodos de tensão e corrente constantes. Esta técnica consiste em um algoritmo de multiestágios de carga. E assim, com o mesmo permitindo manter a vida útil da bateria.

Segundo (DHAMEJA, 2002), as baterias do tipo chumbo ácidas reguladas por válvula (*Valve Regulated Lead-Acid - VLRA*), com valor nominal de tensão igual a 12 V, são melhores carregadas usando este algoritmo. A seguir são descritas as etapas para um algoritmo de três estágios obtido em (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2004). As curvas de tensão e corrente no banco de baterias são apresentadas na Figura 1.1.

- O processo de carga inicia com corrente constante, com o limite de corrente igual a 25% da capacidade do banco de baterias. O carregador de baterias trabalha no modo de corrente até a tensão no banco de baterias chegar ao valor da tensão de equalização. Esta primeira etapa é o estágio de carga das baterias.
- Assim que a tensão no banco de baterias chegar ao valor da tensão de absorção inicia-se o segundo estágio, onde o valor da corrente nas baterias começa a cair. Esta etapa é chamada de estágio de absorção das baterias.
- Quando o valor da corrente nas baterias for igual a 5% da capacidade total do banco de baterias inicia-se o estágio de flutuação das mesmas.

Figura 1.1 – Curvas de tensão e corrente do banco de baterias.



Fonte: Freescale Semiconductor (2004).

## 1.7 Carregadores de Baterias para Veículos Elétricos

Existe uma classificação fundamental quando se trata de carregadores de baterias para veículos elétricos de acordo com a sua alocação e o nível de potência, como mostrado a seguir:

- Carregadores embarcados ou *on-board*;
- Carregadores externos ou *off-board*;
- Estações de recarga.

Esses tipos de carregadores podem apresentar um fluxo de potência unidirecional ou bidirecional. No caso dos carregadores que apresentam unidirecionalidade, a potência flui apenas no sentido da fonte de alimentação para o banco de baterias. Com carregamento unidirecional tende-se a diminuir a degradação das baterias quando comparado ao bidirecional.

Para os carregadores bidirecionais, há reversibilidade no fluxo de potência da fonte primária para as baterias. Nesta configuração o sistema de recarga realiza a carga das baterias a partir da rede, o mesmo pode também realizar a estabilização de potência e funcionar como um sistema de emergência para o caso de falta da rede.

O meio de transmissão de energia entre a fonte e o sistema eletrônico do veículo pode ser do tipo condutivo ou indutivo. O tipo condutivo usa o contato direto para a

transmissão de energia entre os conectores da fonte e do carregador. Para o indutivo, a energia é transferida de forma magnética entre a fonte e o carregador.

#### 1.7.1 Carregadores Embarcados no Veículo Elétrico

Este tipo de carregador é acoplado e localizado na infraestrutura física do veículo e permite que os usuários recarreguem os *EVs* onde houver uma fonte de alimentação disponível. Os mesmos são indicados para o uso em recargas em domicílio ou em escritório. Estes são limitados pelo peso, volume e restrições quanto ao nível de potência. Necessita de um longo período dedicado a carregar as baterias.

Para minimizar o volume e o custo do sistema eletrônico foi proposta em (THIMMESCH, 1985), a integração dos estágios de carregamento de baterias com o sistema de acionamento do motor elétrico. Entretanto, a desvantagem deste tipo de integração é a complexidade no controle.

#### 1.7.2 Carregadores Externos

Neste tipo de carregador se tem menos restrições quanto ao tamanho e o peso, pois os mesmos não são embarcados na infraestrutura do veículo. Também são indicados para o uso em recargas em domicílio ou em escritório.

#### 1.7.3 Estações de Recarga

Dentro do grupo de externos existem as estações de recarga, com um nível de potência maior. Os mesmos são indicados para o uso comercial ou público em postos para recarga rápida na beira de avenidas, ruas, estradas, etc.

### 1.8 Padrões e Normalizações

Internacionalmente, algumas organizações, como o *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, a *International Electrotechnical Commission (IEC)*, a *Society of Automotive Engineers (SAE)* e *Infrastructure Working Council (IWC)*, vêm preparando normas e padrões referentes aos veículos elétricos, *interfaces* para usuários e a conexão com a rede.

Um carregador para veículos elétricos deve operar com baixa emissão de harmônicos na rede de alimentação, em conformidade com a norma IEC 1000-3-2 (ou EN

61000-3-2) e com alto fator de potência. O sistema proposto deverá operar com fator de potência próximo do unitário, *i.e.*,  $\cos \varphi \cong 1$ .

De acordo com (YILMAZ; KREIN, 2012), são divididos os sistemas de recarga em relação ao nível de potência. A Tabela 1.2 mostra um resumo referente aos níveis de potência para o carregamento de veículos elétricos.

Tabela 1.2 – Níveis de potência para o carregamento de veículos elétricos.

Níveis de potência	Localização do carregador	Uso típico	Interface da fonte	Potência do carregador	Tempo de carga (h)	Tecnologia e potência (kWh)
Nível 1 (Monofásica) 120-230 V CA	<i>On-board</i>	Domiciliar ou em escritório	Tomada comum	1,4 kW 1,9 kW	4-11 11-36	PHEV (5-15) EV (16-50)
Nível 2 (Monofásica ou trifásica) 240-400 V CA	<i>On-board</i>	Locais privados ou públicos	EVSE dedicado	4 kW 8 kW 19,2 kW	1-3 2-6 2-3	PHEV (5-15) EV (16-30) EV (3-50)
Nível 3 (Trifásica) 208-600 V CA ou CC	<i>Off-board</i>	Comercial, estações de carga	EVSE dedicado	50 kW 100 kW	0.4-1 0.2-0.5	EV (20-50)

Fonte: Elaborada a partir das prescrições da norma SAE J1772 (YILMAZ; KREIN, 2012).

O nível 1 é o ponto inicial para dar-se o desenvolvimento dos veículos, o mesmo é o método mais lento para o carregamento do banco de baterias. Neste nível, o equipamento existente oferece o carregamento através de 120 V ou 230 V. É indicado para recarga em casa ou em escritório e nenhuma infraestrutura adicional de *hardware* é necessária. Para a conexão pode-se usar o padrão do conector J1772 no cabo conectado ao veículo ou apenas a conexão com a tomada de rede convencional. Neste nível não é necessário à transferência de dados ou a comunicação entre o veículo e a fonte pelo cabo de alimentação. O nível primário ou nível 2 é o método primário para recarga em locais privados ou público com equipamento dedicado. Neste nível, o equipamento existente oferece o carregamento através de 208 V ou 240 V. Para a recarga, é requerido um equipamento dedicado e a instalação de uma conexão em casa ou locais públicos. Oferece um tempo de carregamento mais rápido do que o primeiro nível e uma conexão padronizada. O nível 3 é utilizado para o carregamento rápido e pode ser instalado em postos de recarga, análogo aos postos de combustíveis convencionais. Tipicamente, operam com 480 V CA ou circuitos trifásicos maiores e requerem carregadores

externos para realizar a conversão CA-CC. Os carregadores para este nível são conhecidos como estações de recarga rápida. Um dos problemas encontrados é o custo para a instalação dos mesmos. Atualmente, pesquisas estão sendo realizadas para a alimentação deste nível em corrente contínua.

Em alguns países, algumas normas da *SAE* são utilizadas como padrão. Uma norma importante para o desenvolvimento de carregadores aplicados ao carregamento de baterias em veículos elétricos é a SAE J1772, a mesma diz respeito à padronização dos carregadores com acoplamento condutivo, como pode ser visto em (SAE, 2013). Segundo os padrões da SAE J1772, como pode ser observado na Tabela 1.2, para os níveis 1 e 2, os carregadores devem estar acoplados ao veículo. Enquanto no nível 3, os mesmos são localizados fora da estrutura móvel. Geralmente, estações públicas são esperadas para o segundo ou terceiro nível.

Outra importante norma é a IEC 61851, a mesma estabelece a normativa para sistemas de carregamento do tipo condutivo, em (IEC, 2013).

No Brasil, no ano de 2013, vem se buscando a ampla utilização de veículos elétricos no país e uma regulamentação específica em relação aos mesmos. Dentro deste cenário, a Associação Brasileira do Veículo Elétrico (ABVE) é uma das principais organizações de difusão do veículo elétrico no País.

A Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) publicou, no dia 3 de junho de 2013, a norma ABNT NBR IEC 61851-1:2013 - Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos. Esta norma é aplicável aos sistemas embarcados ou não embarcados para a recarga de veículos elétricos rodoviários com tensões alternadas normalizadas (conforme a IEC 60038) até 1000 V e com tensões contínuas até 1500 V, assim como para a alimentação com energia elétrica a todos os serviços auxiliares do veículo durante a conexão à rede elétrica, se necessário (ABNT, 2013).

Atualmente, alguns projetos de lei encontram-se em processo de tramitação, dentre estes pode se citar os que incentivam a produção e a isenção de impostos de carros elétricos e híbridos. Outro projeto de lei, o PL 3895/2012, dispõe sobre a atividade de revenda varejista de eletricidade para abastecimento de veículo automotor elétrico ou elétrico híbrido (BENEDET, 2012).

Os carregadores devem-se desenvolvidos baseados nestas normas e padrões. Portanto, o sistema de carregamento proposto deve operar no nível 1 com alimentação CA monofásica de 220 V. Na próxima subseção são apresentadas as topologias de conversores eletrônicos encontradas na literatura técnica.



## 1.9 Topologias de Carregadores de Baterias para Veículos Elétricos

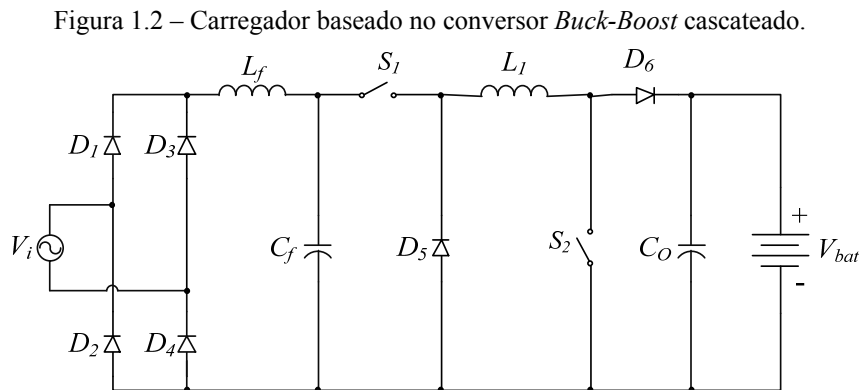
Nesta seção são mostradas as principais topologias monofásicas de conversores eletrônicos de potência para a aplicação em carregadores de baterias encontradas na literatura técnica. As topologias são divididas em subcategorias de acordo com a presença ou não de isolamento galvânico entre o banco de baterias e a rede elétrica de distribuição. As mesmas são listadas de acordo com o ano de publicação.

### 1.9.1 Topologias Monofásicas Não Isoladas

Na literatura foram encontradas várias topologias de carregadores não isoladas. A seguir são listadas e detalhadas as topologias encontradas.

#### a) Carregador Baseado no Conversor *Buck-Boost* Cascadeado

A topologia do carregador baseado no conversor *Buck-Boost* cascadeado foi apresentada em (BENDALL; PETERSON, 1996) e é mostrada na Figura 1.2. Este conversor foi apresentado como a associação dos conversores *Buck* e *Boost* clássicos em um único estágio de processamento de energia.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens desta topologia são: correção de fator de potência; poucos componentes semicondutores; redução do número de elementos passivos; possibilidade de operação no modo abaixador ou elevador de tensão em um único estágio; e extinção do capacitor intermediário. As desvantagens deste conversor são: necessidade do uso de filtro LC na entrada; e comutação dissipativa dos interruptores.

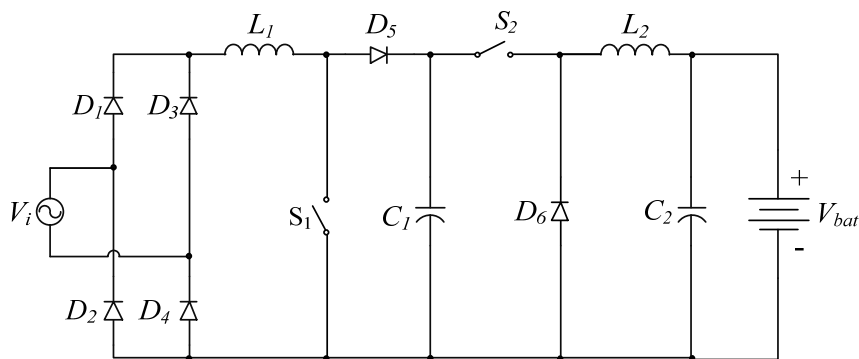
Em (BENDALL; PETERSON, 1996) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão eficaz de entrada  $V_i = 120/240$  V, potência média de saída  $P_o = 9,6$  kW,

tensão de saída  $V_o=170$  V e a frequência de comutação variável entre 2-8 kHz. Para as condições de teste, o rendimento apresentado atinge o valor de 98%. Não foi indicado o fator de potência da topologia.

### b) Carregador Baseado nos Conversores Boost-Buck Cascadeado

A topologia baseada nos estágios *Boost* e *Buck* cascadeados foi apresentada em (MASSERANT; STUART, 1997) e é mostrada na Figura 1.3. Este carregador possui dois estágios de processamento de energia, composto pelo conversor *Boost* clássico em cascata com um conversor *Buck*.

Figura 1.3 – Carregador baseado nos conversores *Boost-Buck* cascadeado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

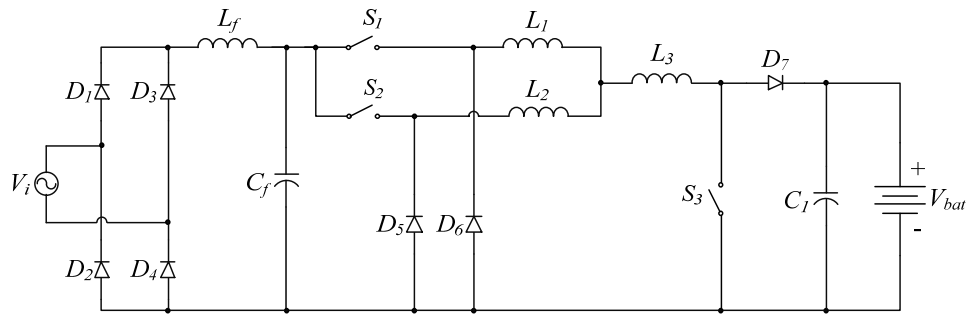
As vantagens desta topologia são: correção de fator de potência; poucos componentes ativos e passivos; e não necessita filtro LC na entrada. As desvantagens deste conversor são: presença do capacitor intermediário do barramento CC; e comutação dissipativa dos interruptores.

Em (MASSERANT; STUART, 1997) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=187-264$  V, potência média de saída  $P_o=8$  kW, tensão de saída  $V_o=264-384$  V. Para as condições de teste, o rendimento apresentado do conversor é de 95%. Não foi indicado qual o fator de potência da topologia.

### c) Carregador Baseado no Conversor Double-Buck e Boost

A topologia baseada no conversor *Double-Buck* e *Boost* foi apresentada em (MILANOVIC; ROSKARIC; AUDA, 1999) e é mostrada na Figura 1.4. A mesma possui um único estágio de processamento de energia, composto pelo conversor *Buck interleaved* associado ao conversor *Boost* clássico. Através da técnica de paralelismo de conversores propicia-se um menor valor de corrente nos interruptores.

Figura 1.4 – Carregador baseado no conversor *Double-Buck* e *Boost* cascateado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; possibilidade de operação no modo abaixador ou elevador de tensão, de acordo com o nível da tensão de saída; menor valor da indutância e volume devido ao fato da frequência de comutação dos interruptores ser o dobro; no caminho de circulação da corrente há dois interruptores em paralelo causando menores perdas por condução e menores esforços de corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ ; e não apresenta o capacitor intermediário. As desvantagens deste conversor são: maior número de semicondutores; e a comutação dissipativa dos interruptores.

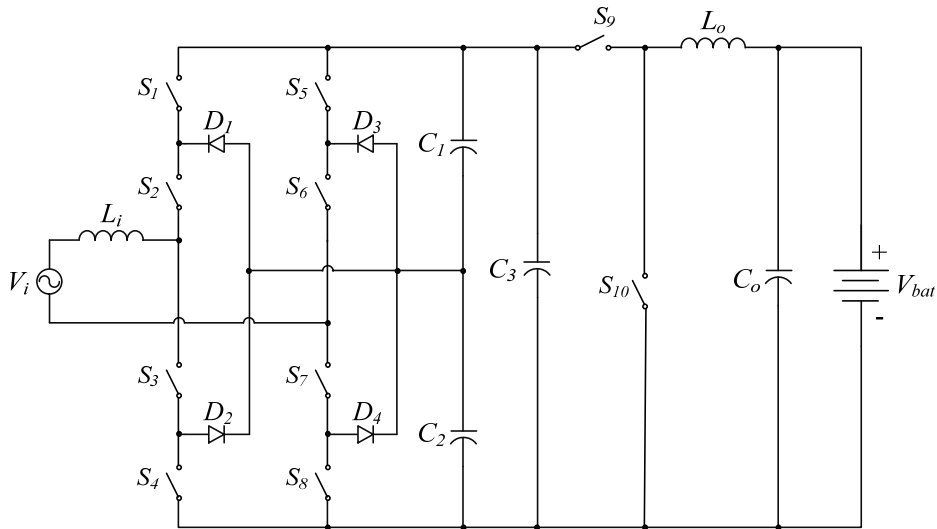
Em (MILANOVIC; ROSKARIC; AUDA, 1999) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão eficaz de entrada  $V_i=220$  V, potência média de saída  $P_o=480$  W, tensão de saída  $V_o=120$  V e frequência de comutação variável. O fator de potência apresentado é de 0,983. Para as condições de teste, não foi indicado o rendimento da topologia.

#### d) Carregador Baseado nos Conversores *Neutral-Point-Clamped* e *Buck Síncrono*

A topologia do carregador baseada nos estágios *Neutral-Point-Clamped* (NPC) de três níveis e *Buck* síncrono foi proposta em (JAGANATHAN; GAO, 2009) e é mostrada na Figura 1.5. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia, sendo composto pelo retificador multinível baseado na célula *Neutral-Point-Clamped* e pelo conversor *Buck* síncrono cascateados. Esta topologia pode ser aplicada em carregadores que necessitem de bidirecionalidade no fluxo de potência.

As vantagens deste conversor são: correção do fator de potência; menores esforços de tensão nos interruptores; menor distorção da corrente de entrada. As desvantagens deste conversor são: maior número de componentes semicondutores ativos e passivos; desequilíbrio de perdas nos componentes; e a comutação dos interruptores é dissipativa.

Figura 1.5 – Carregador baseado nos conversores NPC e Buck síncrono cascateados.



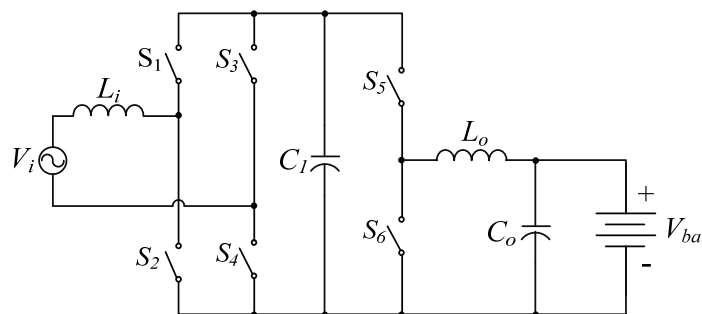
Fonte: Elaborada pelo autor.

Em (JAGANATHAN; GAO, 2009), o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão eficaz de entrada  $V_i=240$  V, tensão nominal de saída  $V_o=200$  V. O fator de potência apresentado é de 0,999. Não foi indicado qual o rendimento da topologia.

#### e) Carregador Baseado no Conversor Half-Bridge

A topologia baseada no conversor *Half-Bridge* foi apresentada em (KISACIKOGLU; OZPINECI; TOLBERT, 2011) e é mostrada na Figura 1.6. Este carregador apresenta um estágio de processamento de energia composto pelo conversor meia ponte. Para a ponte retificadora operando em baixa frequência de comutação são utilizados interruptores ativos. Esta topologia pode ser aplicada em carregadores bidirecionais. A ponte completa opera em baixa frequência.

Figura 1.6 – Carregador baseado no conversor *Half-Bridge*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: não necessita de filtro LC na entrada; comutação em baixa frequência da ponte retificadora propicia menos perdas. As desvantagens

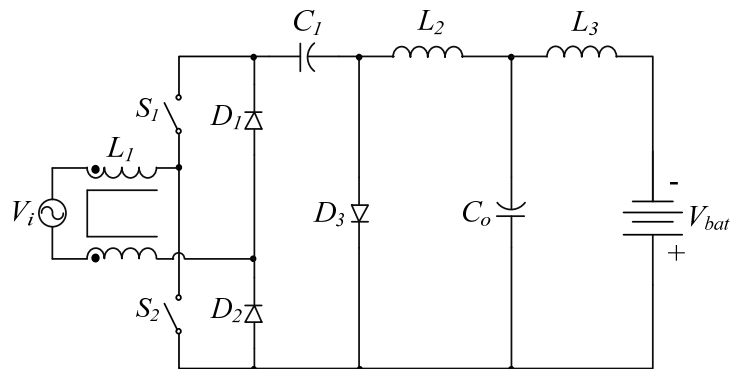
deste conversor são: não apresenta correção de fator de potência; e a comutação dos interruptores é dissipativa.

Em (KISACIKOGLU; OZPINECI; TOLBERT, 2011) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão eficaz de entrada  $V_i=240$  V, potência média de saída  $P_o=3$  kW, tensão nominal de saída  $V_o=200$  V e frequência de comutação do segundo estágio igual a 40 kHz. Para as condições de teste, não foram indicados o fator de potência e o rendimento da topologia.

#### f) Carregador Baseado no Conversor Bridgeless Ćuk

A topologia *Bridgeless Ćuk* foi apresentada em (PATIL; SINHA; AGARWAL, 2012) e é mostrada na Figura 1.7. Este carregador apresenta um estágio de processamento de energia composto pelo conversor Ćuk associado à ponte retificadora. O conversor opera no modo de condução descontinua.

Figura 1.7 – Carregador baseado no conversor *Bridgeless Ćuk*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; um único estágio de processamento de potência; poucos componentes semicondutores e elementos passivos; o diodo  $D_3$  é bloqueado sob corrente zero; as perdas por recuperação reversa são eliminadas; os interruptores entram em condução sob corrente nula; e o indutor  $L_1$  fornece uma característica de fonte de corrente na entrada. As desvantagens deste conversor são: tensão de saída com polaridade invertida; baixa imunidade a interferência eletromagnética.

Em (PATIL; SINHA; AGARWAL, 2012) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=100-230$  V, potência média de saída  $P_o=2$  kW, tensão nominal de saída  $V_o=200$  V e a frequência de comutação igual a 30 kHz. Para as condições de teste, não foram indicados o fator de potência e o rendimento da topologia.

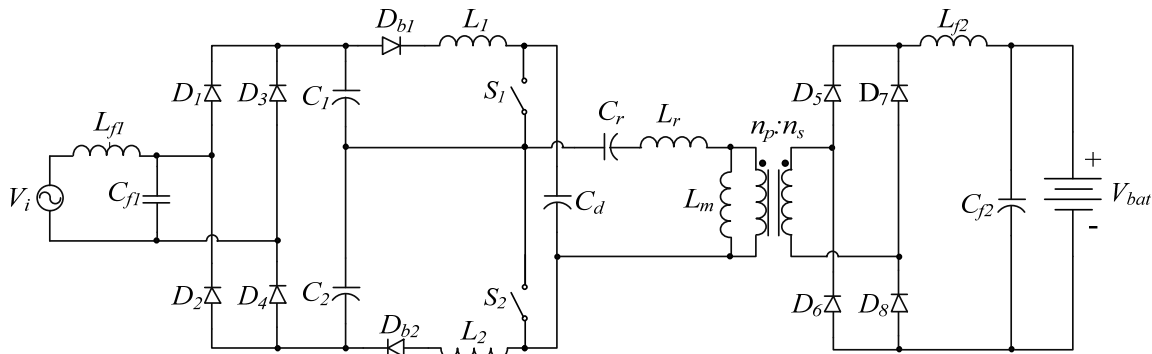
### 1.9.2 Topologias Monofásicas Isoladas

Em situações em que o isolamento galvânico é requerido por norma ou se necessita de uma maior segurança para o sistema de recarga, utilizam-se topologias isoladas. Na literatura foram encontradas várias topologias de carregadores isoladas, a seguir as principais são listadas e detalhadas.

#### a) Carregador Baseado no Conversor *Half-Bridge* Assimétrico *Interleaved*

A topologia composta pelo conversor *Half-Bridge* Assimétrico *Interleaved* foi proposta por (WU *et al*, 2003) e é mostrada na Figura 1.8. Este carregador apresenta um único estágio de processamento de energia, composto pelo conversor *Half-Bridge* Assimétrico *Interleaved*. O conversor possui as características da técnica de paralelismo de conversores e opera com comutação não dissipativa.

Figura 1.8 – Carregador baseado no conversor *Half-Bridge* Assimétrico *Interleaved*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; compartilhamento de corrente através do uso da técnica *interleaving*; isolamento em alta frequência; no caminho de circulação da corrente há um único interruptor controlado; frequência de operação fixa; baixos esforços de tensão nos semicondutores ativos; e a comutação dos interruptores ocorre sob tensão nula. As desvantagens deste conversor são: maior número de componentes semicondutores passivos; perdas adicionais no transformador e diodos em série com os indutores no lado primário do transformador.

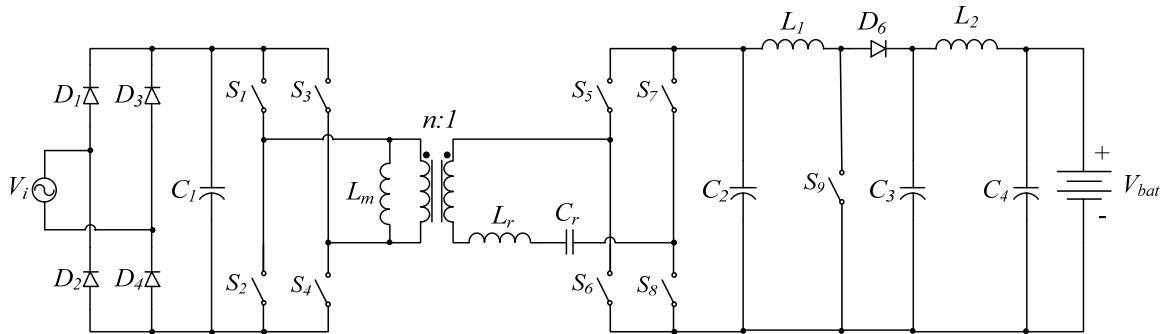
Em (WU *et al*, 2003) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=110$  V, potência média de saída  $P_o=150$  W, tensão nominal de saída  $V_o=48$  V e frequência de comutação igual a 100 kHz, respectivamente. A taxa de distorção harmônica apresentada é igual 7,1% e o fator de potência de 0,998. Para as condições de teste, o rendimento apresentado é próximo do valor de 83%.

b) Carregador Baseado nos Conversores *Dual-Active Full-Bridge* e *Boost*

A topologia composta pelos conversores *Dual-Active Bridge* e *Boost* clássico foi apresentada em (CHAE; MOON; LEE, 2010) e é mostrada na Figura 1.9. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia cascateados, composto por duas pontes completas ativas e o conversor *Boost* clássico. Este carregador possui uma estrutura diferente dos convencionais dois estágios, o primeiro estágio fornece uma tensão retificada e controlada. Enquanto, o estágio secundário realiza a correção de fator de potência e controla a potência de saída.

As vantagens deste conversor são: não apresenta o capacitor intermediário do barramento CC; isolamento em alta frequência; frequência de operação fixa; retificação síncrona; e os interruptores do primeiro estágio operam com comutação não dissipativa. As desvantagens deste conversor são: maior número de componentes semicondutores; apresenta no mínimo quatro interruptores controlados no caminho de circulação da corrente o qual degrada o rendimento; necessidade de circuito de acionamento isolado para os quatro interruptores superiores das pontes; perdas adicionais no transformador; o interruptor do estágio *Boost* opera com comutação dissipativa.

Figura 1.9 – Carregador baseado nos conversores *Dual-Active Bridge* e *Boost*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

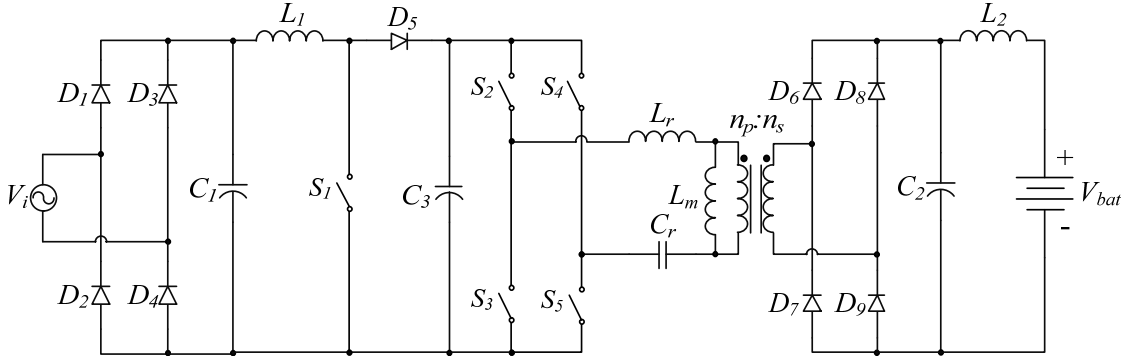
Em (CHAE; MOON; LEE, 2010) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i = 220/110$  V, potência média de saída  $P_o = 3$  kW, tensão de saída  $V_o = 150-450$  V e frequência de comutação do primeiro e do segundo iguais a 90 e 45 kHz, respectivamente. O fator de potência apresentado é de 0,996. Para as condições de teste, o rendimento da topologia é 93,6%.

c) Carregador Baseado nos Conversores *Boost* e *Full-Bridge Série Ressonante*

A topologia composta pelos conversores *Boost* e *Full-Bridge* ressonante foi proposta em (KIM *et al.*, 2010) e é mostrada na Figura 1.10. Este carregador apresenta dois

estágios de processamento de energia cascateados, composto pelo conversor *Boost* clássico para correção de fator de potência e o conversor série ressonante em ponte completa.

Figura 1.10 – Carregador baseado nos conversores *Boost* e *Full-Bridge Série Ressonante*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; isolamento em alta frequência; e a comutação suave do segundo estágio. As desvantagens deste conversor são: frequência de comutação variável; maior número de componentes semicondutores; perdas adicionais no transformador; e a comutação dissipativa no interruptor do primeiro estágio.

Em (KIM *et al.*, 2010) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i = 100\text{-}277$  V, potência média de saída  $P_o = 3,3$  kW, tensão de saída  $V_o = 250\text{-}410$  V e a frequência de comutação variável. Para as condições de teste, o fator de potência apresentado é de 0,995 e o rendimento de 93%.

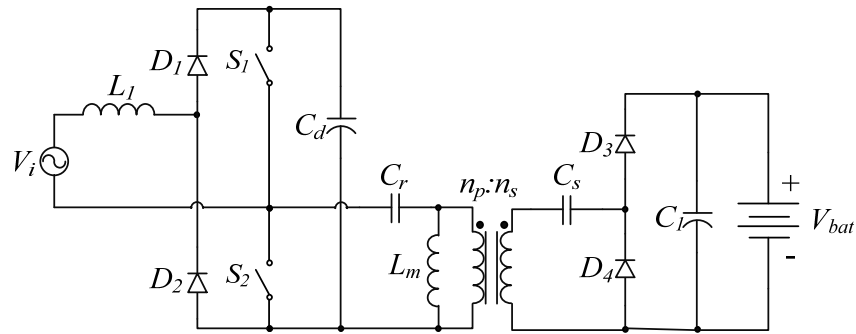
#### d) Carregador Baseado no Conversor *Bridgeless Half-Bridge Assimétrico*

A topologia composta pelo conversor *Bridgeless Half-Bridge Assimétrico* foi proposta em (CHOI, 2011) e é mostrada na Figura 1.11. Este carregador apresenta um estágio de processamento de energia composto pelo conversor *Bridgeless* em meia-ponte assimétrico. O conversor opera no modo de condução descontínua.

As vantagens deste conversor são: número menor de componentes; isolamento em alta frequência; correção de fator de potência; a comutação dos interruptores ocorre de forma não dissipativa sob tensão nula; no caminho de circulação da corrente há um único interruptor controlado. As desvantagens deste conversor são: o conversor opera no modo descontínuo; perdas adicionais no transformador.



Figura 1.11 – Carregador baseado no conversor *Bridgeless Half-Bridge* Assimétrico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

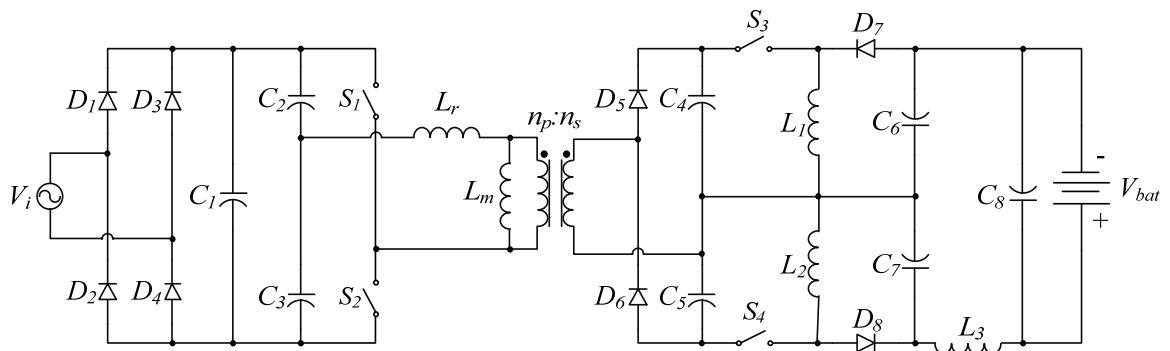
Em (CHOI, 2011) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=230$  V, potência média de saída  $P_o=300$  W, tensão de saída  $V_o=50$  V e a frequência de comutação igual a 50 kHz. Para as condições de teste, o fator de potência apresentado é de 0,99 e o rendimento igual a 94,5%.

e) Carregador Baseado nos Conversores *Half-Bridge* Ressonante e *Buck-Boost Interleaved*

A topologia composta pelos conversores *Half-Bridge* Ressonante e *Buck-Boost Parallel-Connected* foi proposta em (YOUN; LEE, 2011) e é mostrada na Figura 1.12. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia cascadeados, sendo composto pelo conversor meia-ponte ressonante em cascata e *Buck-Boost Interleaved*.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; isolamento em alta frequência; comutação não dissipativa dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . As desvantagens deste conversor são: polaridade da tensão de saída invertida; operação no modo descontínuo; maior número de componentes; perdas adicionais no transformador; e a comutação dissipativa dos interruptores do segundo estágio.

Figura 1.12 – Carregador baseado nos conversores *Half-Bridge* Ressonante e *Buck-Boost Interleaved*.



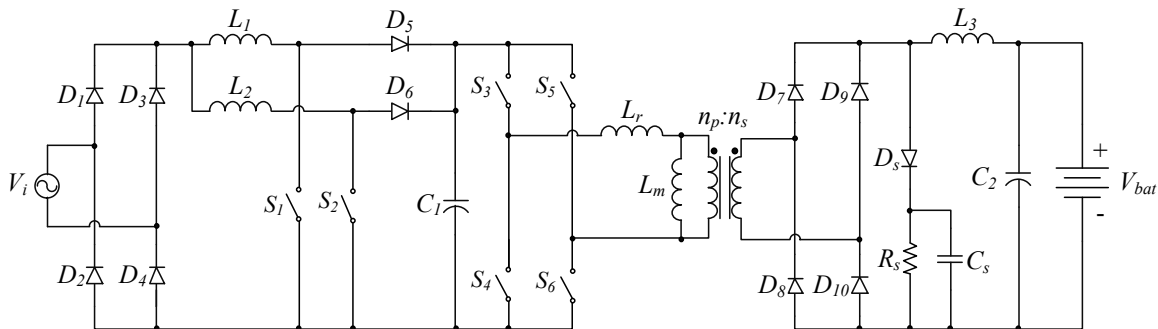
Fonte: Elaborada pelo autor.

Em (YOUN; LEE, 2011) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=90\text{-}265\text{ V}$ , potência média de saída  $P_o=3\text{ kW}$ , tensão de saída  $V_o=250\text{-}450\text{ V}$  e a frequência de comutação primeiro e do segundo iguais a 90 e 45 kHz, respectivamente. O fator de potência apresentado é de 0,988. Para as condições de teste, o rendimento da topologia é 93,3%.

f) Carregador Baseado nos Conversores *Interleaved Boost* e *Full-Bridge*

A topologia do carregador composta pelos conversores *Interleaved Boost* *cascadeado com Full-Bridge* foi apresentada em (GAUTAM *et al.*, 2011) e é mostrada na Figura 1.13. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia cascadeados composto pelos conversores *Boost* intercalado para correção de fator de potência e uma ponte completa com comutação suave.

Figura 1.13 – Carregador baseado nos conversores *Interleaved Boost* e *Full-Bridge*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; isolamento galvânico em alta frequência; apresenta uma menor ondulação na corrente de entrada, devido ao uso da técnica *interleaving*; frequência de operação fixa; baixos esforços de corrente nos semicondutores ativos do primeiro estágio; comutação não dissipativa nos interruptores da ponte completa do segundo estágio. As desvantagens deste conversor são: maior número de componentes; perdas adicionais nos enrolamentos do transformador; circuito de grampeamento dissipativo na ponte retificadora; apresenta o capacitor de barramento CC no lado primário do transformador; e a comutação dos interruptores do primeiro estágio é dissipativa.

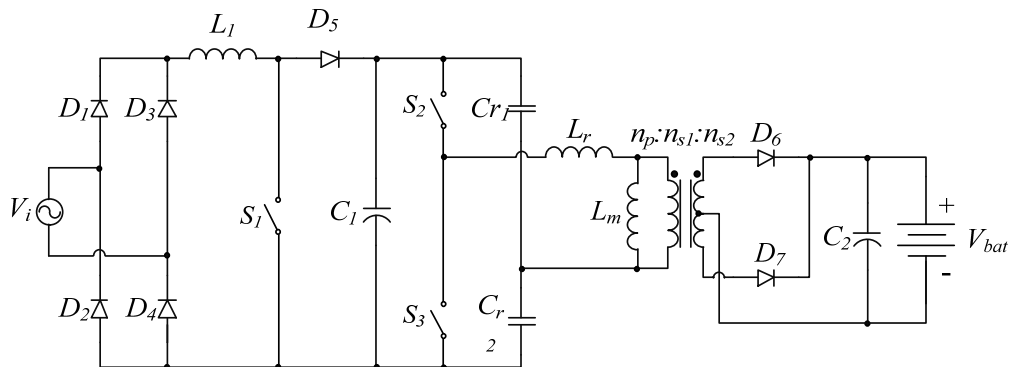
Em (GAUTAM *et al.*, 2011) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=110/220\text{ V}$ , potência média de saída  $P_o=3,3\text{ kW}$ , tensão de saída  $V_o=200\text{ a }450\text{ V}$  e frequência de comutação primeiro e do segundo iguais a 70 e 200

kHz, respectivamente. O fator de potência apresentado é de 0,99. Para as condições de teste, o rendimento da topologia é 93,6%.

g) *Carregador Baseado nos Conversores Boost e Half-Bridge Multi-Ressonante*

A topologia composta pelos conversores *Boost* e *Half-Bridge* Multi-Ressonante foi proposta em (MUSAVI *et al.*, 2012) e é mostrada na Figura 1.14. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia cascateados, sendo composto pelo conversor *Boost PFC* em cascata com um conversor meia-ponete com barramento multi-ressonante.

Figura 1.14 – Carregador baseado nos conversores *Boost* e *Half-Bridge* Multi-Ressonante.



Fonte: Elaborada pelo autor.

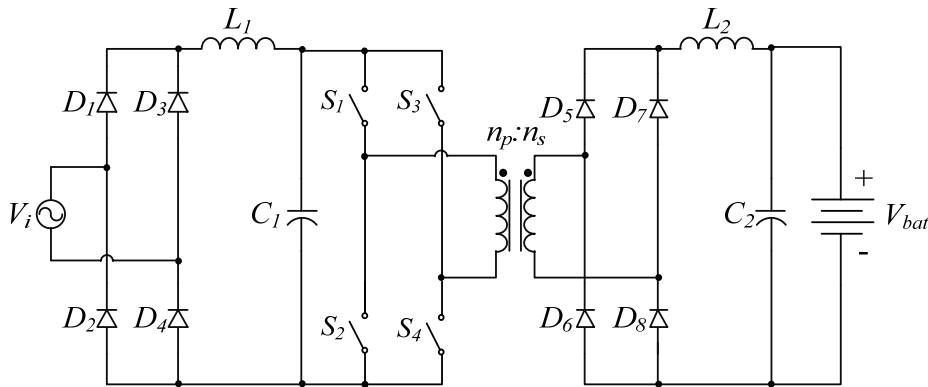
As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; isolamento em alta frequência; os interruptores do segundo estágio operam com comutação não dissipativa. As desvantagens deste conversor são: secundário do transformador com dois enrolamentos causando maiores perdas; apresenta o capacitor intermediário do barramento CC no lado primário do transformador; e a comutação do interruptor  $S_1$  é dissipativa.

Em (MUSAVI *et al.*, 2012) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=110/220$  V, potência média de saída  $P_o=650$  W, tensão de saída  $V_o=36$  a 72 V e frequência de comutação do primeiro é igual a 130 kHz e do segundo variando entre 150-450 kHz. O fator de potência apresentado é de 0,99. Para as condições de teste, o rendimento da topologia é 93,2%.

h) *Carregador Baseado no Conversor Phase-Shifted Full-Bridge*

A topologia composta pelo conversor *Full-Bridge* foi proposta em (CHANDRASEKAR *et al.*, 2012) e é mostrada na Figura 1.15. Este carregador apresenta um estágio composto pelo conversor ponte completa com a modulação *phase-shift*.

Figura 1.15 – Carregador baseado no conversor *Phase-Shifted Full-Bridge*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: isolamento em alta frequência; a comutação dos interruptores ocorre sob tensão nula; frequência fixa. As desvantagens deste conversor são: o carregador não apresenta correção de fator de potência; perdas adicionais no transformador.

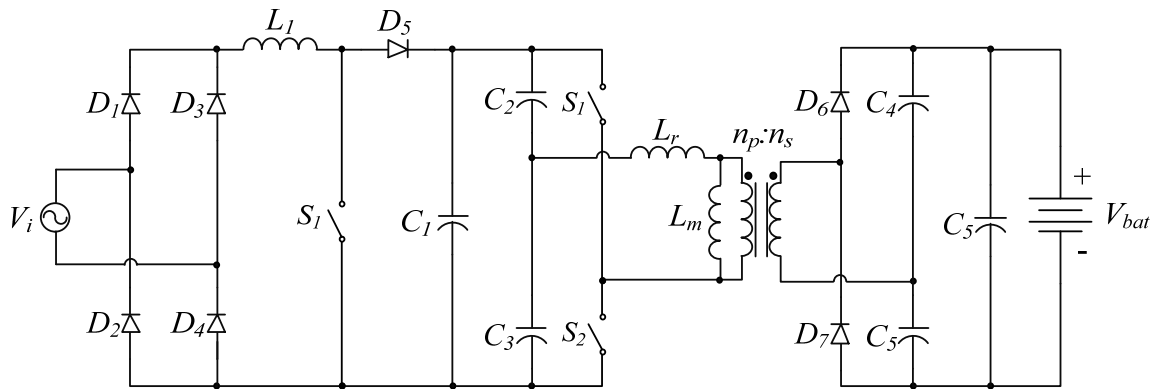
Em (CHANDRASEKAR *et al.*, 2012) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=120-260$  V, potência média de saída  $P_o=350$  W, tensão nominal de saída  $V_o=70$  V e frequência de comutação é igual a 25 kHz. O rendimento apresentado da topologia é maior que 90%.

#### i) Carregador Baseado nos Conversores Boost e Half-Bridge Série Ressonante

A topologia composta pelos conversores *Boost* e *Half-Bridge Série Ressonante* foi proposta em (PARK; KIM; CHOI, 2012) e é mostrada na Figura 1.16. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia cascadeados, sendo composto por um conversor *Boost* clássico em cascata com um conversor meia-ponte série ressonante e um dobrador de tensão. O primeiro estágio realiza a correção do fator de potência e controla a potência fornecida ao banco de baterias de acordo com o método de controle.

As vantagens deste conversor são: isolamento em alta frequência; correção de fator de potência; os interruptores operam com comutação sob corrente nula; frequência de comutação fixa. As desvantagens deste conversor são: apresenta o capacitor intermediário do barramento CC; perdas no transformador; complexidade no circuito de controle; e a comutação do interruptor do primeiro estágio é dissipativa.

Figura 1.16 – Carregador baseado nos conversores *Boost* e *Half-Bridge Série Ressonante*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Em (PARK; KIM; CHOI, 2012) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=110/220$  V, potência média de saída  $P_o=3$  kW, tensão nominal de saída  $V_o=332$  V e frequência de comutação do primeiro e do segundo iguais a 35 e 85 kHz, respectivamente. O fator de potência apresentado é igual a 0,99. Para as condições de teste, o rendimento da topologia é igual a 92,7%.

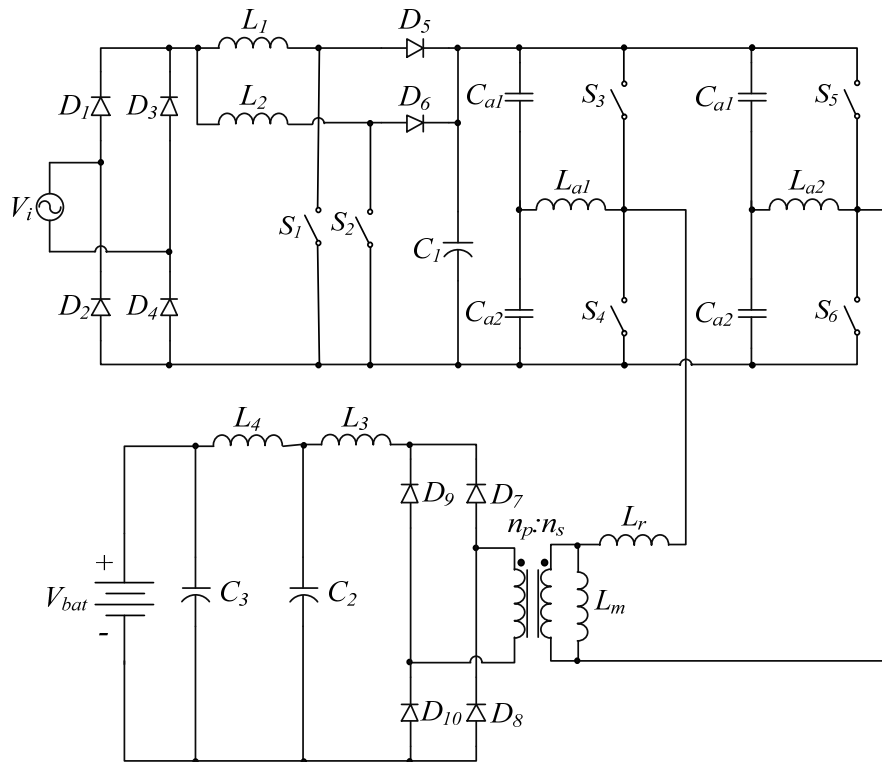
*j) Carregador Baseado nos Conversores Interleaved Boost e Full-Bridge Phase-Shifted*

A topologia do carregador composta pelos conversores *Interleaved Boost PFC* e *Full-Bridge* foi proposta em (PANLEVANINEZHAD *et al.*, 2012) e é mostrada na Figura 1.17. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia cascateados, sendo composto pelo conversor *Boost* intercalado em cascata com ponte completa com modulação *Phase-Shift* e circuito de auxílio a comutação.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; isolamento em alta frequência; apresenta uma menor ondulação na corrente de entrada; frequência de operação fixa para os dois estágios; baixos esforços de corrente nos semicondutores ativos do primeiro estágio; comutação não dissipativa nos interruptores da ponte completa do segundo estágio; redução do capacitor do barramento CC. As desvantagens deste conversor são: maior número de componentes; perdas adicionais no transformador; e a comutação dos interruptores do primeiro estágio é dissipativa.

Em (PANLEVANINEZHAD *et al.*, 2012) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=170-267$  V, potência média de saída  $P_o=3$  kW, tensão de saída  $V_o=235-431$  V e frequência de comutação do primeiro e do segundo iguais a 50 e 220 kHz, respectivamente. O fator de potência apresentado é igual a 0,995. Para as condições de teste, o rendimento da topologia é igual a 93%.

Figura 1.17 – Carregador baseado nos conversores *Interleaved Boost* e *Phase-Shifted Full-Bridge*.

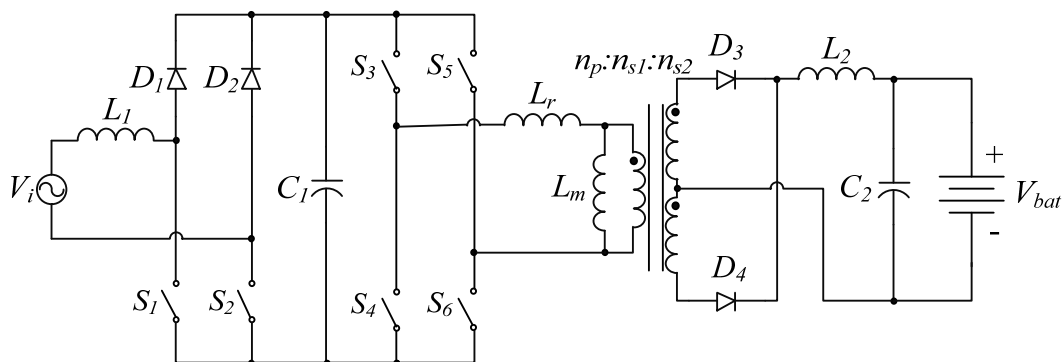


Fonte: Elaborada pelo autor.

### k) Carregador Baseado nos Conversores *Bridgeless* e *Phase-Shifted-Full-Bridge-ZVS*

A topologia do carregador composta pelos conversores *Bridgeless* e *Phase-Shifted-Full-Bridge-ZVS* foi proposta em (LAFUENTE, 2011) e é mostrada na Figura 1.18. Este carregador apresenta dois estágios de processamento de energia cascateados, sendo composto pelo conversor *Bridgeless PFC* em cascata com uma ponte completa com modulação *Phase-Shift*.

Figura 1.18 – Carregador baseado nos conversores *Bridgeless* e *Phase-Shifted-Full-Bridge-ZVS*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As vantagens deste conversor são: correção de fator de potência; isolamento em alta frequência; apresenta uma menor ondulação na corrente de entrada; frequência de operação fixa para os dois estágios; comutação não dissipativa nos interruptores do segundo estágio. As desvantagens deste conversor são: maior número de componentes; perdas adicionais no transformador; e a comutação dos interruptores do primeiro estágio é dissipativa.

Em (LAFUENTE, 2011) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada  $V_i=220\text{ V}\pm 20\%$ , a potência média de saída  $P_o=2,4\text{ kW}$ , tensão de saída  $V_o=114\text{ V}$  e frequências de comutação do primeiro e do segundo iguais a 30 kHz. O fator de potência apresentado é igual a 0,968. Para as condições de teste, o rendimento da topologia é aproximadamente igual a 95%.

### 1.10 Descrição do Sistema de Carregamento de Baterias

O carro elétrico VPE-20BR, o “Patativa”, inspirado no modelo Gurgel X-12 1998. Este veículo é resultado do empenho do Prof. Sérgio Daher em desenvolver um veículo ambientalmente correto. São necessários um banco de 36 baterias de chumbo-ácido, um motor de indução trifásico e um circuito eletrônico de potência para realizar a locomoção do mesmo, segundo matéria publicada em (REVISTA UNIVERSIDADE PÚBLICA, 2012).

A Figura 1.19 ilustra o carro elétrico VPE-20BR em pleno funcionamento

Figura 1.19 – Carro elétrico VPE-20BR.



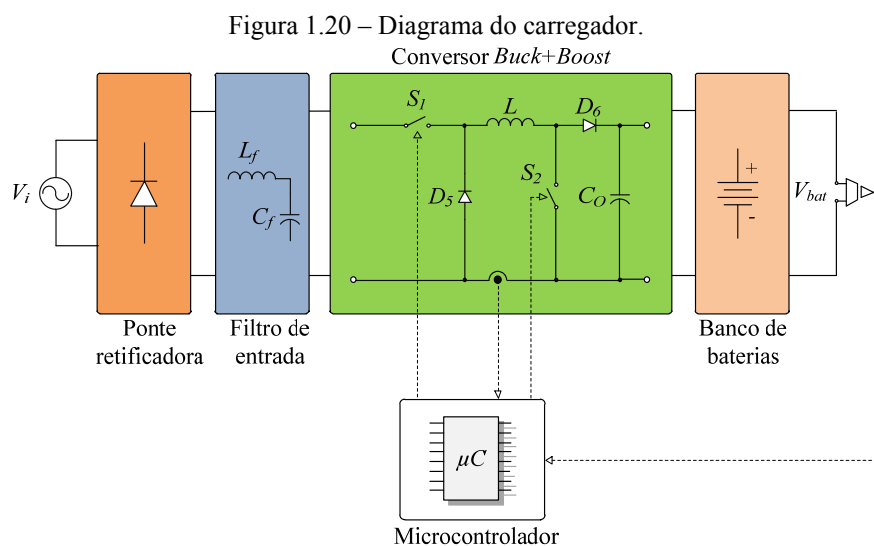
Fonte: (REVISTA UNIVERSIDADE PÚBLICA, 2012).

Com uma carga de 12 horas na tomada, o carro elétrico desenvolvido na UFC, em condições simples, tem autonomia para percorrer 20 km a uma velocidade que pode chegar até 50 km/h, compatível com o trânsito de Fortaleza (REVISTA UNIVERSIDADE PÚBLICA, 2012).

Partindo desta temática e da necessidade de um carregador de baterias embarcado para o modelo citado acima se aplica a proposta deste trabalho.

Dentre as topologias revisadas, optou-se por uma topologia não isolada devido ao isolamento galvânico não ser um item obrigatório.

A topologia escolhida foi apresentada em (BENDALL; PETERSON, 1996) para a aplicação em carregadores para veículos elétricos e em (BASCOPE; BARBI, 1999) é mostrada a mesma para aplicações com correção de fator de potência, sendo chamada de *Buck+Boost*. A mesma apresenta poucos elementos semicondutores e passivos, pois para este tipo de aplicação onde o carregador deve ser embarcado no veículo necessita-se de uma solução que apresente peso e volume reduzido. Esta topologia apresenta um único estágio de processamento de energia e pode operar tanto no modo abaixador como no modo elevador de tensão, isto motiva a escolha da mesma para o carregador. A Figura 1.20 ilustra o diagrama de blocos simplificado do carregador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Este carregador deve apresentar uma alta eficiência, isto pode ser conseguido devido ao fato de que com a topologia escolhida se têm poucos elementos semicondutores no caminho de circulação de corrente. Além de apresentar correção de fator de potência e uma baixa distorção harmônica.



### **1.11 Considerações Finais**

Neste capítulo foram apresentadas as motivações e os objetivos do trabalho. Foi realizada uma revisão bibliográfica, abordando sobre topologias de carregadores de baterias aplicados a veículos elétricos. Sobre os mesmos, foram levantadas as suas vantagens e desvantagens, para embasar a escolha da topologia a ser utilizada. Para a escolha, optou-se por uma topologia não isolada e com reduzido número de elementos passivos e semicondutores. A topologia escolhida é composta por um único estágio de processamento de energia e pode operar tanto no modo abaixador como no modo elevador de tensão.

*Página em branco.*

## 2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR CA-CC *BUCK+BOOST*

### 2.1 Considerações Iniciais

Da mesma forma como outros conversores CC-CC com característica *Buck-Boost*, o conversor *Buck+Boost* pode ser aplicado à correção de fator de potência.

Na literatura, este conversor é também conhecido como *Non-inverting Buck-Boost* ou *Buck-Boost* cascateado. O processo para concepção desta topologia foi apresentado em (ĆUK, 1977). O mesmo é obtido a partir da associação dos conversores clássicos *Buck* e *Boost* não isolados e apresenta uma diminuição dos elementos reativos redundantes quando comparado ao conversor composto pela associação *Boost* e *Buck*. Em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) é mostrada a síntese da conexão em cascata dos conversores *Buck* e *Boost* com mesmo sinal de acionamento dos interruptores. Em (GHANEM; AL-HADDAD; ROY, 1993) esta topologia foi apresentada para aplicações com correção de fator de potência. Já em (BASCOPE; BARBI, 1999), esta topologia foi denominada de *Buck+Boost* para diferenciar do conversor *Buck-Boost* clássico, a mesma é analisada para aplicações com correção de fator de potência com um diferencial nas estratégias de modulação e de controle adotadas.

Neste capítulo é realizado o estudo teórico do conversor *Buck+Boost* com correção de fator de potência, através das análises qualitativa e quantitativa. Na análise qualitativa é descrita a topologia, as etapas de operação do conversor e a estratégia de modulação. Na análise quantitativa são apresentados os intervalos de tempos das etapas de operação, ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes. Para complementar, uma análise do processo de comutação dos interruptores é apresentada.

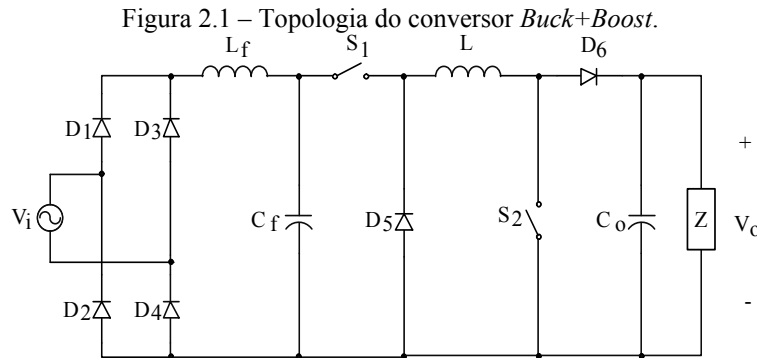
### 2.2 Análise Qualitativa

A análise descritiva do funcionamento do conversor será detalhada nesta seção, consistindo no princípio de operação, as etapas para cada modo de operação do conversor e a estratégia de modulação encontrada na literatura.

#### 2.2.1 Descrição da Topologia

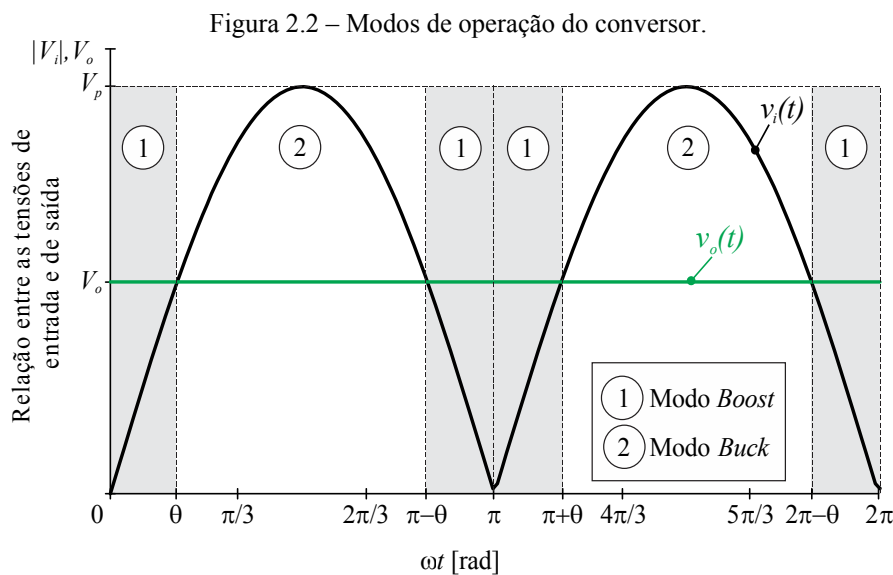
Neste item são apresentados apenas aspectos gerais sobre o princípio de operação do conversor. A topologia deste conversor com correção de fator de potência é mostrada na Figura 2.1. Esta topologia é composta pelos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , os diodos  $D_5$  e  $D_6$ , o indutor

de armazenamento  $L$ , o capacitor do filtro de saída  $C_o$  e o filtro de entrada composto pelo indutor  $L_f$  e o capacitor  $C_f$ . Para aplicações com correção de fator de potência associa-se este conversor a uma ponte retificadora composta pelos  $D_1, D_2, D_3$  e  $D_4$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os modos de operação do conversor em um ciclo da rede podem ser observados na Figura 2.2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O conversor pode operar na configuração elevador ou abaixador separadamente ou na configuração conjunta dos modos abaixador e elevador. Na configuração elevador ou abaixador apenas um interruptor comuta por vez, causando menos perdas nos elementos semicondutores quando comparado à configuração abaixador e elevador, que comuta os interruptores de forma síncrona. De acordo com o nível da tensão instantânea retificada e da tensão do banco de baterias muda-se entre os modos de operação.

Neste trabalho é utilizada a configuração elevador ou abaixador devido ao conversor apresentar uma eficiência maior, como discutido anteriormente. Entretanto, em

(LIN; WANG, 2010) foi realizada uma análise detalhada do conversor na configuração abaixador e elevador operando no modo de condução crítica para minimizar as perdas.

No início de um período da rede o conversor opera no modo *Boost* enquanto o valor instantâneo da tensão retificada é menor que a tensão de saída, isto ocorre durante os intervalos  $(0 \leq \omega t \leq \theta)$ ,  $(\pi - \theta \leq \omega t \leq \pi)$ ,  $(\pi \leq \omega t \leq \pi + \theta)$  e  $(2\pi - \theta \leq \omega t \leq 2\pi)$ . Para operar no modo *Buck*, a tensão instantânea de entrada deve ser maior que a tensão de saída, isto ocorre nos intervalos  $(\theta \leq \omega t \leq \pi - \theta)$  e  $(\pi + \theta \leq \omega t \leq 2\pi - \theta)$ .

### 2.2.2 Princípio de Operação

Nesta subseção são mostradas as etapas de operação apenas para o meio ciclo positivo da rede, a análise para a parte negativa é análoga. Para a análise do conversor comutando em alta frequência considera-se uma fonte de entrada constante, pois o conversor enxerga a rede como uma fonte sem variação. Para o estudo do conversor foi considerado a operação no modo de condução contínua (MCC), sem o filtro de entrada, modulação por largura de pulso (*PWM*), potência de saída constante, operação em regime permanente e os elementos semicondutores são considerados ideais.

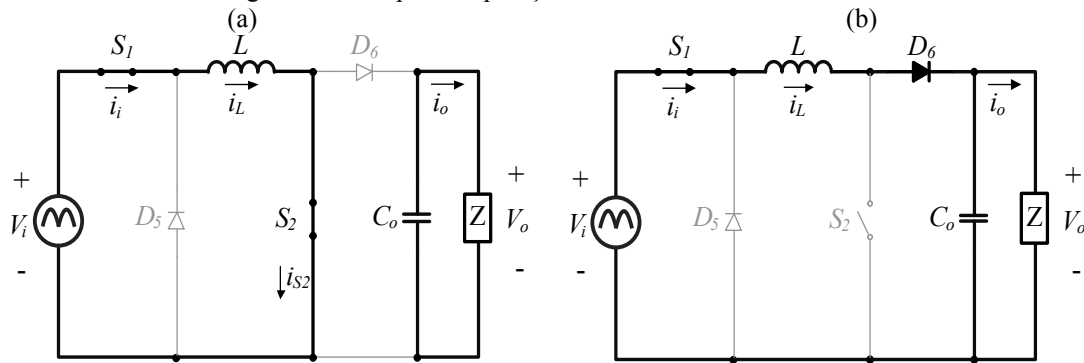
#### a) Operação do Conversor no Modo Boost

Neste modo, o valor da tensão de entrada retificada é menor que o valor da tensão de saída. O interruptor  $S_1$  é mantido permanentemente em condução, enquanto  $S_2$  é comutado e o diodo  $D_5$  permanece reversamente polarizado. O funcionamento do conversor neste modo é descrito em duas etapas de operação, as mesmas são descritas a seguir.

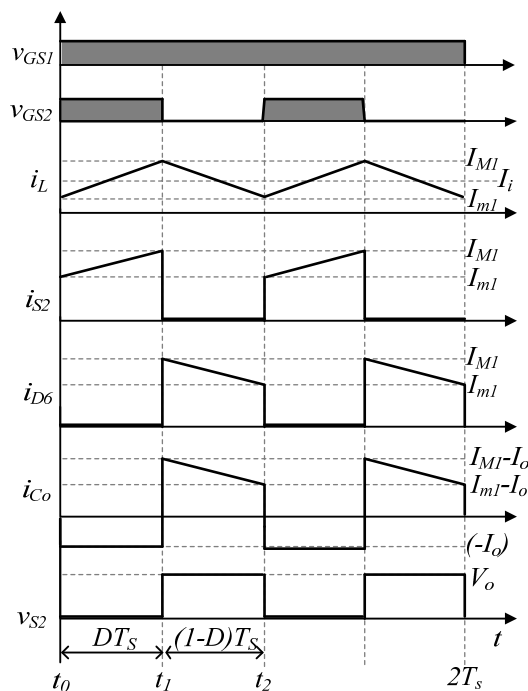
**1ª etapa:** Em um instante arbitrário  $t_0$ , o interruptor  $S_2$  entra em condução, enquanto  $S_1$  é mantido conduzindo. Os diodos  $D_5$  e  $D_6$  encontram-se inversamente polarizados. Durante esta etapa, o indutor  $L$  armazena energia proveniente da fonte de entrada. Enquanto, o capacitor do filtro de saída  $C_o$  descarrega a energia armazenada para a carga. A Figura 2.3.a mostra o caminho de circulação de corrente nesta etapa de operação.

**2ª etapa:** No instante em que o interruptor  $S_2$  é bloqueado, o diodo  $D_6$  é diretamente polarizado e a energia armazenada em  $L$  é transferida para a carga. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 2.3.b.

As principais formas de onda para o modo de operação *Boost* são apresentadas na Figura 2.4.

Figura 2.3 – Etapas de operação do conversor no modo *Boost*.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 2.4 – Formas de onda para o modo de operação *Boost*.

Fonte: Elaborada pelo autor.

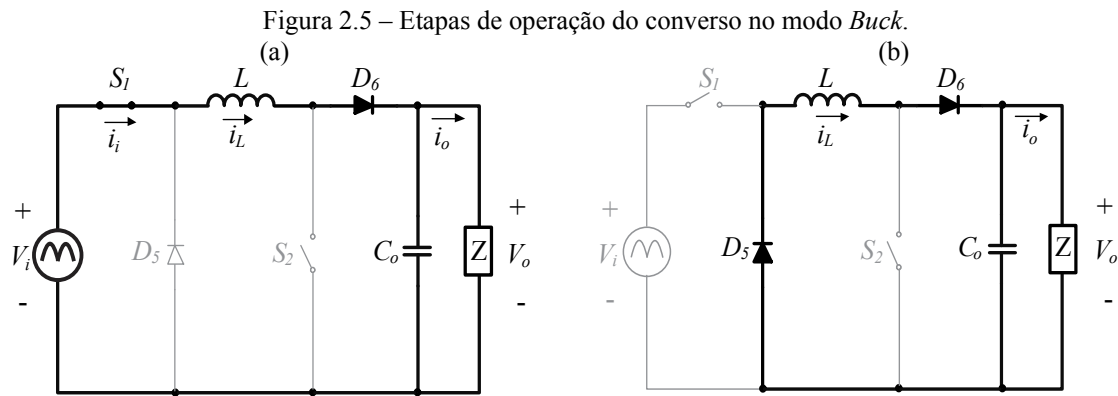
### b) Operação do Conversor no Modo Buck

Neste modo, a tensão de entrada retificada é maior que o valor da tensão de saída. O interruptor  $S_2$  é mantido constantemente em bloqueio enquanto  $S_1$  é comutado. O funcionamento do conversor neste modo é descrito em duas etapas de operação, as mesmas são descritas a seguir.

**1ª etapa:** Na primeira etapa do modo *Buck*, em um instante  $t_3$  o interruptor  $S_1$  encontra-se conduzindo enquanto o interruptor  $S_2$  está em bloqueio. O indutor  $L$  começa a armazenar energia. A corrente no indutor cresce linearmente até o valor máximo. A Figura 2.5.a mostra o circuito de circulação de corrente.

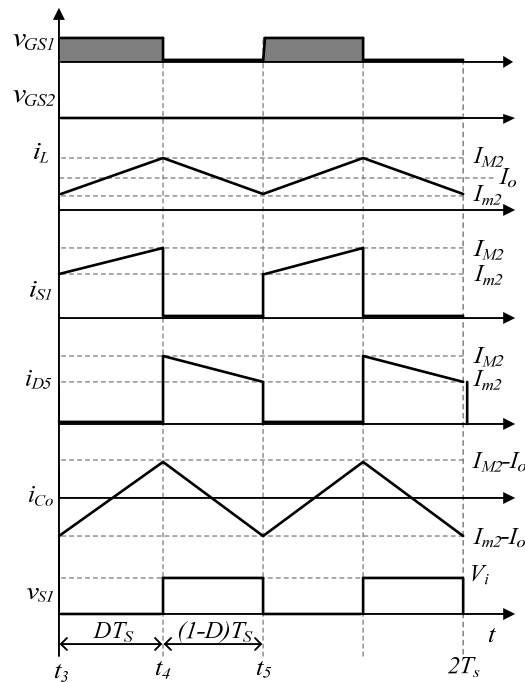
**2ª etapa:** No instante  $t_4$ , o interruptor  $S_1$  é bloqueado, o diodo  $D_5$  é diretamente polarizado e o indutor  $L$  descarrega a energia armazenada na etapa anterior através do diodo  $D_5$ . A Figura 2.5.b mostra o circuito de circulação de corrente.

As principais formas de onda para o modo de operação *Buck* são apresentadas na Figura 2.6.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 2.6 – Formas de onda para modo de operação *Buck*.



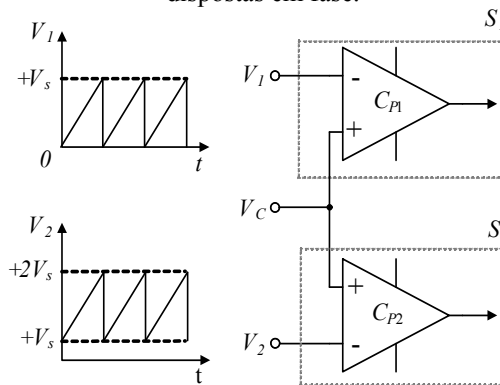
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.2.3 Estratégia de Modulação

O conversor opera nos modos abaixador e elevador de forma cíclica. Os sinais de comando dos interruptores possuem as larguras dos pulsos diferentes e variam a partir da lei de controle senoidal.

A estratégia de modulação utilizada em (BASCOPE; BARBI, 1999) é baseada na modulação por largura de pulso em disposição de fase (*Phase Disposition Pulse Width Modulation - PDPWM*), a mesma é composta por dois sinais com a mesma fase e dispostos com um *offset* um em relação ao outro. para sinais do tipo dente de serra: A primeira rampa varia no intervalo de  $(0, +V_s)$  e a segunda varia de  $(+V_s, +2V_s)$ . Na Figura 2.7 é apresentado um diagrama da estratégia de modulação citada.

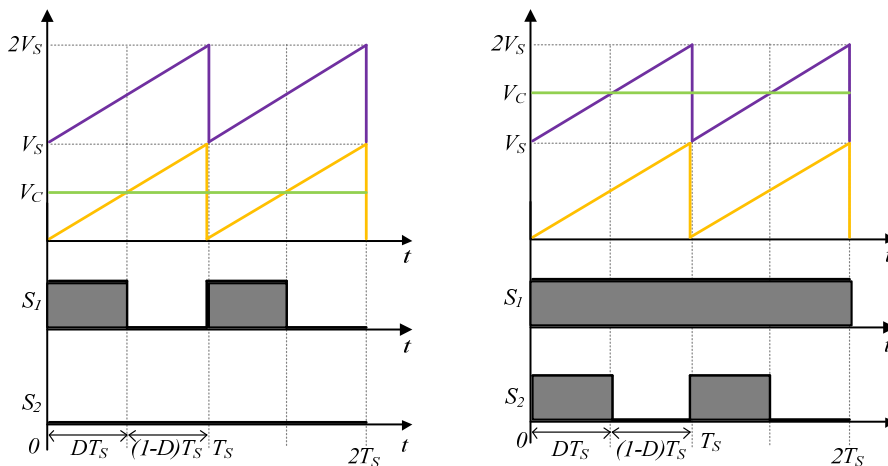
Figura 2.7 – Estratégia de modulação com portadoras dispostas em fase.



Fonte: Elaborada pelo autor.

E na Figura 2.8 é ilustrado os sinais de acionamento dos interruptores para dois períodos de comutação dos interruptores.

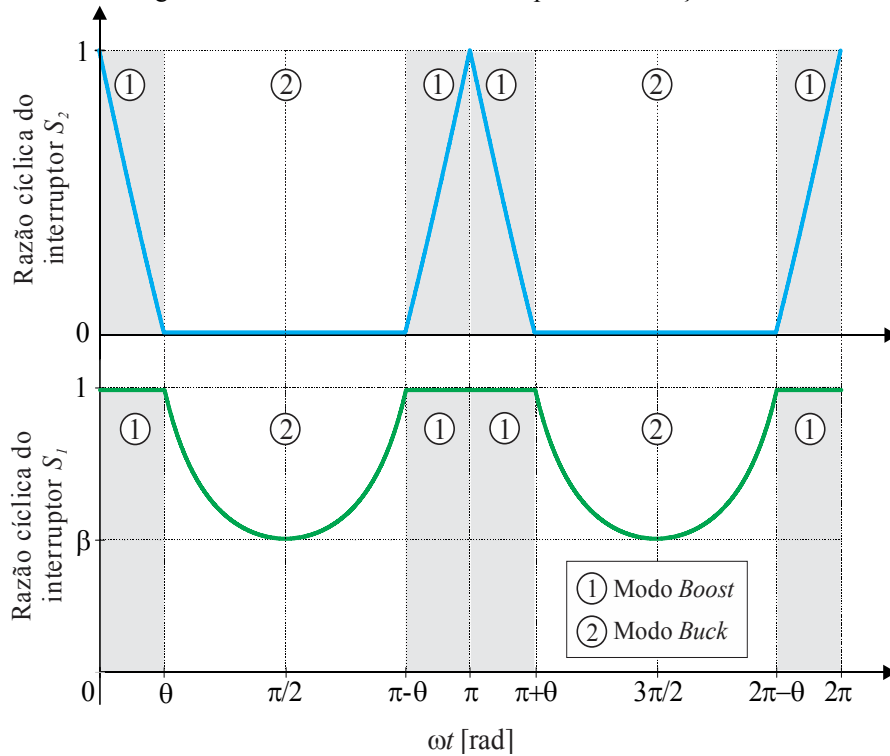
Figura 2.8 – Sinais PWM: (a) modo *Buck*; (b) modo *Boost*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O comportamento sinais de razão cíclica de cada interruptor em um ciclo da rede é ilustrado na Figura 2.9 para os dois modos de operação.



Figura 2.9 – Razão cíclica dos interruptores em função de  $\omega t$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 2.3 Análise Quantitativa

A análise quantitativa do conversor é apresentada nesta seção. O cálculo dos intervalos de duração das etapas, ganho estático da topologia, variação da razão cíclica e da ondulação de corrente no indutor, além dos esforços de tensão e corrente nos componentes ativos e passivos serão desenvolvidos a seguir.

### 2.3.1 Intervalos de Duração das Etapas de Operação

Para o cálculo dos intervalos de tempos de cada etapa, considera-se a análise em modo variante no tempo em função do ângulo  $\omega t$ . A seguir é mostrado o equacionamento dos intervalos de tempo das etapas de operação em um período de comutação, considerando a fonte de entrada sem variações.

#### a) Modo Boost

A duração da primeira etapa de comutação para o modo *Boost* é igual ao intervalo de tempo  $\Delta t_1$ . Neste intervalo a corrente no indutor é representada por:

$$i_L(t) = I_{m1} + \frac{v_i(t)}{L} \cdot t, \quad (2.1)$$

Onde:

$I_{m1}$ : valor mínimo de corrente no indutor para o modo *Boost*;

$v_i(t)$ : valor instantâneo da tensão de entrada;

$L$ : indutor de armazenamento.

No final deste intervalo, em  $t = \Delta t_1$ , a corrente no indutor  $i_L(\Delta t_1)$  é igual ao valor máximo de corrente  $I_{M1}$ , a mesma é representada por:

$$I_{M1} = I_{m1} + \frac{V_i(t)}{L} \cdot \Delta t_1. \quad (2.2)$$

Considerando ondulação de corrente no indutor igual a:

$$\Delta i_L = I_{M1} - I_{m1}. \quad (2.3)$$

A tensão instantânea de entrada pode ser representada por:

$$v_i(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t), \quad (2.4)$$

Onde:

$V_p$ : valor de pico da tensão de entrada.

O valor da relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão da rede é dado por:

$$\beta = \frac{V_{max\_flu}}{V_p}. \quad (2.5)$$

Onde:

$V_{max\_flu}$ : valor da tensão de flutuação do banco de baterias.

Substituindo (2.3) e (2.4) em (2.2) e reorganizando-a, obtém-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}{L} \cdot \Delta t_1. \quad (2.6)$$

Portanto, o valor do intervalo  $\Delta t_1$  é representado por:

$$\Delta t_1 = \frac{\Delta I_i(\omega t) \cdot L}{V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}. \quad (2.7)$$

A duração da segunda etapa é igual a  $\Delta t_2$ . A corrente no indutor desta etapa é representada por:

$$i_L(t) = I_{M1} - \frac{(V_{max\_flu} - V_i(t))}{L} \cdot t. \quad (2.8)$$

No final deste intervalo a corrente no indutor  $i_L(\Delta t_2)$  é igual  $I_{m1}$ , assim:

$$I_{m1} = I_{M1} - \frac{(V_{max\_flu} - V_i)}{L} \cdot \Delta t_2. \quad (2.9)$$

Portanto, o valor do intervalo  $\Delta t_2$  é representado por:

$$\Delta t_2 = \frac{\Delta i_L(\omega t) \cdot L}{V_{max\_flu} - V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}. \quad (2.10)$$

### b) Modo Buck

No modo *Buck*, a duração da primeira etapa é igual ao intervalo de tempo  $\Delta t_3$ . E a corrente no indutor é representada pela expressão:

$$i_L(t) = I_{m2} + \frac{(V_i - V_{max\_flu})}{L} \cdot t. \quad (2.11)$$

No final do intervalo, em  $t = \Delta t_3$ , a corrente no indutor é igual  $i_L(\Delta t_3) = I_{M2}$ . E a ondulação da corrente no indutor é igual a:

$$I_{M2} - I_{m2} = \Delta i_L. \quad (2.12)$$

Neste momento, a ondulação de corrente no indutor pode ser representada por:

$$\Delta i_L = \frac{V_i - V_{max\_flu}}{L} \cdot \Delta t_3. \quad (2.13)$$

A partir da substituição das equações (2.5) e (2.4) em (2.13), obtêm-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_p \cdot [\text{sen}(\omega t) - \beta]}{L} \cdot \Delta t_3. \quad (2.14)$$

A partir da equação (2.14) é obtida a equação (2.15) que representa o intervalo de tempo  $\Delta t_3$ :

$$\Delta t_3 = \frac{L \cdot \Delta i_L(\omega t)}{V_p \cdot [\text{sen}(\omega t) - \beta]}. \quad (2.15)$$

A duração da segunda etapa é igual ao intervalo  $(1-D)T_s$ . Neste intervalo, a corrente no indutor é representada por:

$$i_L(t) = I_{M2} - \frac{V_{max\_flu}}{L} \cdot t. \quad (2.16)$$

No final desta etapa,  $i_L(\Delta t_4) = I_{m2}$ . A variação da corrente no indutor neste intervalo é dada por:

$$\Delta i_L = \frac{V_{max\_flu}}{L} \cdot \Delta t_4. \quad (2.17)$$

A duração deste intervalo é dada por:

$$\Delta t_4 = \frac{L \cdot \Delta i_L(\omega t)}{V_{max\_flu}}. \quad (2.18)$$

### 2.3.2 Ganho Estático

A razão cíclica para o modo *Boost* é dada por:

$$D_{Boost} = \frac{V_{max\_flu} - V_i}{V_{max\_flu}}. \quad (2.19)$$

O ganho estático do conversor para o modo *Boost* é dado por:

$$G_{V\_Boost} = \frac{1}{1 - D_{Boost}}. \quad (2.20)$$

Para o modo *Buck*, a razão cíclica é dada por:

$$D_{Buck} = \frac{V_{max\_flu}}{V_i}. \quad (2.21)$$

No modo *Buck*, o ganho estático é dado por:

$$G_{V\_Buck} = D_{Buck}. \quad (2.22)$$

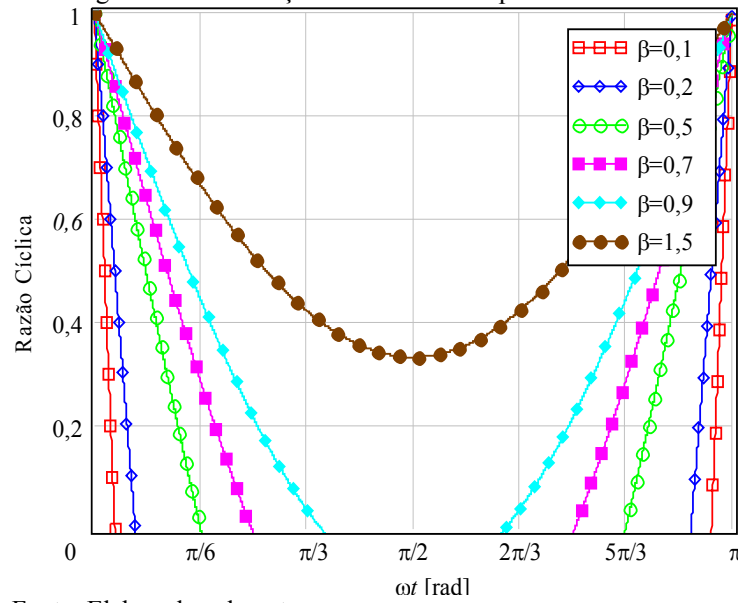
### 2.3.3 Variação da Razão Cíclica

A variação da razão cíclica em função do ângulo  $\omega t$  para o modo *Boost* pode ser expressa por:

$$d_{Boost}(\omega t) = \frac{\beta - \text{sen}(\omega t)}{\beta}. \quad (2.23)$$

O comportamento da razão cíclica expressa por (2.23) é ilustrado na Figura 2.10 para vários valores de  $\beta$ .

Figura 2.10 – Variação da razão cíclica para o modo *Boost*.



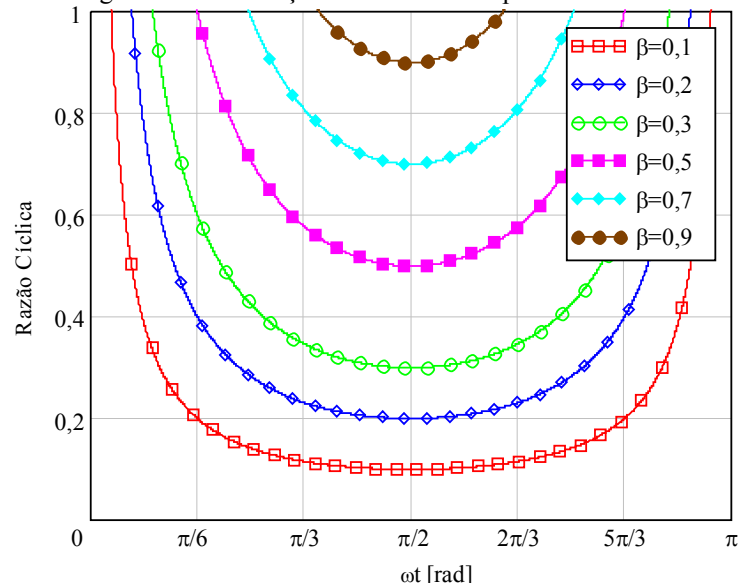
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o modo *Buck* a variação da razão cíclica é expressa por:

$$d_{Buck}(\omega t) = \frac{\beta}{\text{sen}(\omega t)}. \quad (2.24)$$

A Figura 2.11 ilustra o comportamento da razão cíclica do modo *Buck*.

Figura 2.11 – Variação da razão cíclica para o modo *Buck*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.3.4 Variação da Ondulação de Corrente no Indutor $L$

Outro parâmetro que varia em função da frequência angular é a ondulação da corrente no indutor  $L$ .

Para o modo *Boost* o valor do período de comutação é encontrado a partir da soma dos intervalos de cada etapa:

$$T_s = \Delta t_1 + \Delta t_2. \quad (2.25)$$

Substituindo os valores dos intervalos obtidos em (2.7) e (2.10), obtém-se:

$$T_s = \frac{\Delta I_i(\omega t) \cdot L}{V_p \cdot \text{sen}(\omega t)} + \frac{\Delta I_i(\omega t) \cdot L}{V_o - V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}. \quad (2.26)$$

Resolvendo a equação (2.26), obtém-se a expressão:

$$f_s = \frac{1}{\frac{\Delta I_i(\omega t) \cdot L}{V_p \cdot \text{sen}(\omega t)} + \frac{\Delta I_i(\omega t) \cdot L}{V_o - V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}}. \quad (2.27)$$

Substituindo (2.5) em (2.27) e resolvendo a equação, obtém-se (2.28). A partir disto é obtida a ondulação de corrente normalizada no indutor, a mesma é representada por:

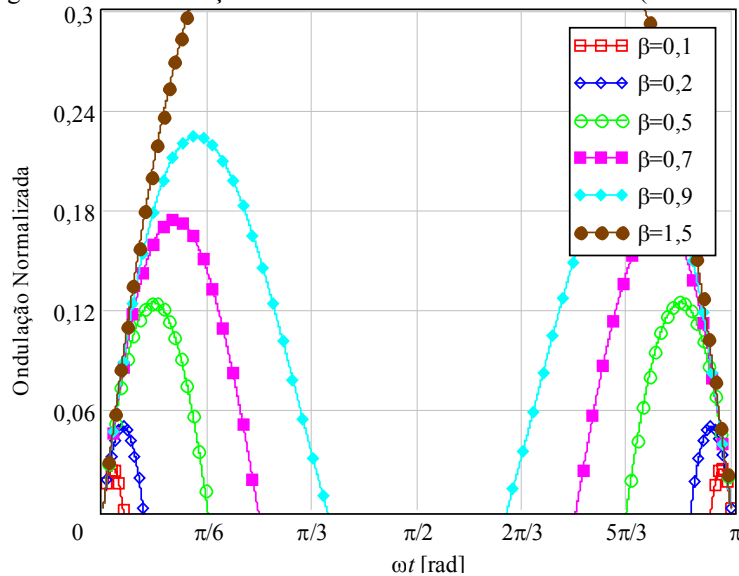
$$\frac{\Delta I_i(\omega t) \cdot L \cdot f_s}{V_p} = \frac{1}{\frac{1}{\text{sen}(\omega t)} + \frac{1}{\beta - \text{sen}(\omega t)}}. \quad (2.28)$$

A ondulação da corrente no indutor para este modo é representada por:

$$\overline{\Delta I_1(\omega t)} = \frac{1}{\frac{1}{\text{sen}(\omega t)} + \frac{1}{\beta - \text{sen}(\omega t)}}. \quad (2.29)$$

A Figura 2.12 ilustra a ondulação normalizada da corrente no indutor para modo *Boost*, representada por (2.29), em função do ângulo  $\omega t$  para vários valores de  $\beta$ .

Figura 2.12 – Ondulação normalizada da corrente no indutor (modo *Boost*).



Fonte: Elaborada pelo autor.

No modo *Buck*, o processo é semelhante ao anterior. A partir das expressões (2.15) e (2.18) é obtida a duração do período de comutação, como representado em (2.30).

$$T_s = \frac{\Delta I_2(\omega t) \cdot L}{V_p \cdot [\text{sen}(\omega t) - \beta]} + \frac{\Delta I_2(\omega t) \cdot L}{V_o}. \quad (2.30)$$

Portanto, a frequência de comutação é dada por:

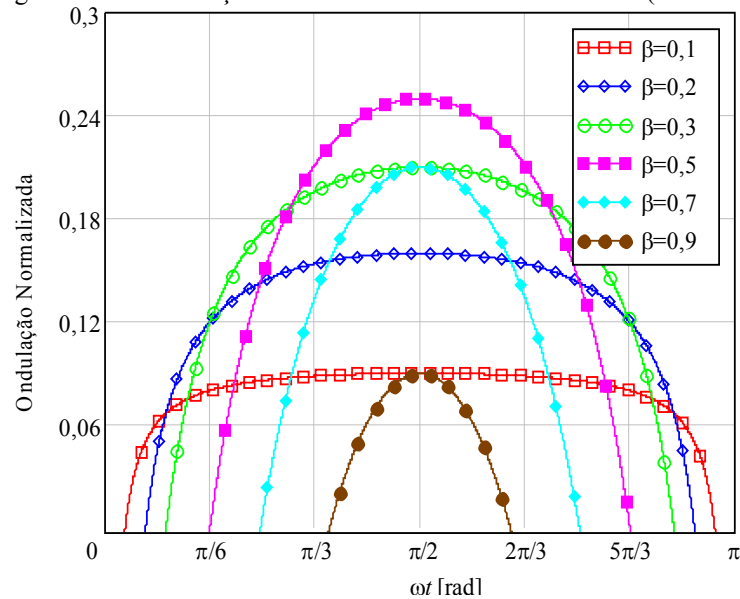
$$f_s = \frac{1}{\frac{\Delta I_2(\omega t) \cdot L}{V_p \cdot [\text{sen}(\omega t) - \beta]} + \frac{\Delta I_2(\omega t) \cdot L}{V_o}}. \quad (2.31)$$

A ondulação da corrente no indutor para este modo de operação é representada por:

$$\overline{\Delta I_1(\omega t)} = \frac{1}{\frac{1}{\text{sen}(\omega t) - \beta} + \frac{1}{\beta}}. \quad (2.32)$$

A Figura 2.13 ilustra a ondulação normalizada da corrente no indutor em função do ângulo  $\omega t$  para vários valores de  $\beta$ , para o modo *Buck*.

Figura 2.13 – Ondulação normalizada da corrente no indutor (modo *Buck*).



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.3.5 Esforços de Tensão e Corrente

Para o cálculo dos esforços nos componentes do conversor consideram-se os parâmetros de corrente e a tensão de entrada senoidais e sem deslocamento, ou seja, com fator de potência unitário.

a) *Equações Básicas*

Considerando a tensão na saída do conversor constante. A potência média na entrada pode ser escrita em função da potência média de saída e do rendimento do conversor:

$$P_i = \frac{V_p \cdot I_p}{2} = \frac{P_o}{\eta}. \quad (2.33)$$

O valor de pico da corrente de entrada do conversor é encontrado por:

$$I_p = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o}{V_p \cdot \eta}. \quad (2.34)$$

Reescrevendo a equação (2.34) em função de  $\beta$ , tem-se:

$$I_p = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.35)$$

A partir de (2.35), a corrente instantânea de entrada é expressa por:

$$i_i(t) = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \cdot \text{sen}(\omega t). \quad (2.36)$$

b) *Esforços no Filtro de Entrada*

O valor máximo de corrente que flui através do indutor do filtro é dado por:

$$I_{L_f\_max} = \frac{X_d}{X_{L_f} + X_d} \cdot I_p \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right), \quad (2.37)$$

Onde:

$X_{L_f}$  é reatância indutiva do filtro;

$X_d$  é da reatância equivalente do circuito de amortecimento.

O valor eficaz da corrente é dado por:

$$I_{L_f\_ef} = \frac{I_{L_f\_max}}{\sqrt{2}}. \quad (2.38)$$

O valor máximo de corrente que flui através do circuito de amortecimento é dado por:

$$I_{d\_max} = \frac{X_{L_f}}{X_{L_f} + X_d} \cdot I_p \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right). \quad (2.39)$$

O valor máximo da corrente que flui através do indutor do filtro é dado por:

$$I_{d\_ef} = \frac{I_{d\_max}}{\sqrt{2}}. \quad (2.40)$$

O valor eficaz da tensão no indutor do circuito de amortecimento é dado por:



$$V_{L_f\_ef} = X_{L_f} \cdot I_{L_f\_ef}. \quad (2.41)$$

### c) Esforços nos Diodos da Ponte Retificadora

Como a ponte encontra-se ligada diretamente à fonte de alimentação, a mesma sofre os esforços da tensão e corrente de entrada. A tensão máxima sobre o interruptor  $S_2$  é igual:

$$V_{PR\_max} = V_{ief\_max} \cdot \sqrt{2}. \quad (2.42)$$

Onde:

$V_{ief\_max}$  é o valor eficaz máximo considerando uma determinada variação.

O valor médio da corrente através dos diodos da ponte é encontrado a partir de:

$$I_{PR\_med} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_i(\omega t) d(\omega t). \quad (2.43)$$

Resolvendo a equação (2.43), obtém-se a equação que representa o valor médio da corrente:

$$I_{PR\_med} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\pi \cdot \eta}. \quad (2.44)$$

O valor eficaz de corrente através da ponte é encontrado a partir de:

$$I_{PR\_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_i(\omega t)^2 d(\omega t)}. \quad (2.45)$$

Resolvendo (2.45), tem-se a equação que representa o valor eficaz da corrente:

$$I_{PR\_ef} = \frac{\beta \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.46)$$

O valor máximo de corrente através da ponte retificadora é igual ao pico da corrente de entrada:

$$I_{PR\_max} = I_i \cdot \sqrt{2} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta}. \quad (2.47)$$

### d) Esforços no Indutor L

O valor da corrente instantânea que circula pelo indutor no modo *Boost* é igual ao da corrente de entrada. No modo *Buck*, a mesma é igual à corrente instantânea que flui através do diodo de saída  $D_6$ . Portanto, o valor médio de corrente no indutor variando em função de  $\omega t$  para meio ciclo da rede é obtida a partir de:

$$I_{L\_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_0^{\theta} 2 \cdot i_i(\omega t) d(\omega t) + \int_{\theta}^{\pi-\theta} i_o(\omega t) d(\omega t) \right]. \quad (2.48)$$

Resolvendo a equação (2.50), o valor médio é dado por:

$$I_{L\_med} = \frac{I_o \cdot (\text{sen}(2 \cdot \theta) - 4\beta \cdot \cos(\theta) - 2 \cdot \theta + 4\beta + \pi)}{\pi \cdot \eta}. \quad (2.49)$$

O valor eficaz de corrente no indutor variando em função de  $\omega t$  para meio ciclo da rede é obtida a partir de:

$$I_{L\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_0^{\theta} 2 \cdot (i_i(\omega t))^2 d(\omega t) + \int_{\theta}^{\pi-\theta} (i_o(\omega t))^2 d(\omega t) \right]}. \quad (2.50)$$

Resolvendo a equação (2.50), a corrente eficaz no indutor é dada por:

$$I_{L\_ef} = \frac{I_o \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot \theta \cdot \beta^2 - \text{sen}(4 \cdot \theta) + 8 \cdot \text{sen}(2 \cdot \theta) \cdot (1 - \beta^2) - 12 \cdot \theta + 6 \cdot \pi}{\pi}}}{2 \cdot \eta}. \quad (2.51)$$

O valor máximo de corrente através do indutor é dado por:

$$I_{L\_max} = \frac{I_p}{\beta} \cdot \left| \text{sen} \left( \frac{\pi}{2} \right) \right|. \quad (2.52)$$

#### e) Esforços no Interruptor $S_1$

O interruptor encontra-se após a ponte retificadora, o mesmo sofre os esforços de tensão e corrente da fonte de alimentação. A tensão máxima sobre o interruptor  $S_1$  é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{S1\_max} = V_{ief\_max} \cdot \sqrt{2} \quad (2.53)$$

O cálculo do valor médio da corrente é realizado aplicando a definição do valor médio, obtido a partir de:

$$I_{S1\_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_0^{\theta} 2 \cdot (i_i(t)) d(\omega t) + \int_{\theta}^{\pi-\theta} (i_L(t) \cdot d_{Buck}(t)) d(\omega t) \right]. \quad (2.54)$$

Resolvendo a equação (2.54), obtém-se a corrente média em  $S_1$ , como dada por:

$$I_{S1\_med} = \frac{4 \cdot \beta \cdot I_o}{\pi \cdot \eta}. \quad (2.55)$$

O valor eficaz de corrente através do interruptor é encontrado utilizando:

$$I_{S1\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_0^{\theta} 2 \cdot (i_i(\omega t))^2 d(\omega t) + \int_{\theta}^{\pi-\theta} (i_L(\omega t) \cdot d_{Buck}(\omega t))^2 d(\omega t) \right]}. \quad (2.56)$$

Resolvendo (2.56), encontra-se a corrente eficaz no interruptor através de:

$$I_{S1\_ef} = \frac{\beta \cdot I_o \sqrt{\frac{2(-\text{sen}(2\theta) + 2(-\theta + \pi))}{\pi}}}{\eta}. \quad (2.57)$$

A máxima corrente através do interruptor  $S_1$  é dada por:

$$I_{S1\_max} = I_{L\_max}. \quad (2.58)$$

#### f) Esforços no Interruptor $S_2$

Como o interruptor encontra-se ligada diretamente ao banco de baterias, o mesmo sofre os esforços de tensão da saída do conversor. A tensão máxima sobre o interruptor  $S_2$  é igual à máxima tensão no banco baterias:

$$V_{S2\_max} = V_{max\_eq} \quad (2.59)$$

Onde:

$V_{Max\_eq}$  é o valor máximo da tensão de equalização do banco de baterias.

O valor médio da corrente no interruptor  $S_2$  é encontrado a partir de:

$$I_{S2\_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\theta} 2 \cdot [i_i(\omega t) \cdot d_{Boost}(\omega t)] d(\omega t). \quad (2.60)$$

Resolvendo a equação (2.60), o valor médio de corrente em  $S_2$  é obtido por:

$$I_{S2\_med} = \frac{I_o \cdot (\text{sen}(2 \cdot \theta) + 4 \cdot \beta (1 - \cos(\theta)) - 2 \cdot \theta)}{\pi \cdot \eta}. \quad (2.61)$$

O valor eficaz de corrente através do interruptor é calculado a partir de:

$$I_{S2\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_0^{\theta} 2 \cdot [i_i(\omega t) \cdot d_{Boost}(\omega t)]^2 d(\omega t) \right]}. \quad (2.62)$$

Resolvendo (2.62), obtêm-se:

$$I_{S2\_ef} = \frac{I_o \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot \beta^2 \cdot \theta + (1 - \beta^2) \cdot 8 \cdot \text{sen}(2 \cdot \theta) - \text{sen}(4 \cdot \theta) - 12 \cdot \theta}{\pi}}}{2 \cdot \eta}. \quad (2.63)$$

O valor máximo de corrente através do interruptor é dado por:

$$I_{S2\_max} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o \cdot \text{sen}(\theta)}{\eta}. \quad (2.64)$$

#### g) Esforços no Diodo $D_5$

A tensão máxima sobre o diodo  $D_5$  é igual à máxima tensão de entrada:

$$V_{D5\_max} = V_{ief\_max} \cdot \sqrt{2}. \quad (2.65)$$

O cálculo do valor médio da corrente que flui através do diodo é realizado a partir de:

$$I_{D5\_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi-\theta} [i_i(\omega t) \cdot (1 - d_{Buck}(\omega t))] d(\omega t). \quad (2.66)$$

Resolvendo a equação (2.66), tem-se equação da corrente média através do diodo dada por:

$$I_{D5\_med} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o \cdot (2 \cdot \cos(\theta) + \beta(2\theta - \pi))}{\eta \cdot \pi}. \quad (2.67)$$

A corrente eficaz através do diodo é encontrada a partir de:

$$I_{D5\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi-\theta} [i_i(\omega t) \cdot (1 - d_{buck}(\omega t))]^2 d(\omega t)}. \quad (2.68)$$

Resolvendo a equação (2.68), tem-se o valor eficaz dado por:

$$I_{D5\_ef} = \frac{\beta \cdot I_o \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi - 4 \cdot \theta + \text{sen}(2 \cdot \theta) - 8 \cdot \beta \cdot \cos(\theta) + \beta^2 (-8 \cdot \theta + 4 \cdot \pi)}{\pi}}}{\eta}. \quad (2.69)$$

A corrente máxima que flui através do diodo é dada por:

$$I_{D5\_max} = I_{L\_max}. \quad (2.70)$$

#### h) Esforços no Diodo $D_6$

A tensão máxima sobre o diodo  $D_6$  é igual à máxima tensão de saída:

$$V_{D6\_max} = V_{max\_eq}. \quad (2.71)$$

O valor médio de corrente através de  $D_6$  é calculado através de:

$$I_{D6\_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[ 2 \cdot \int_0^{\theta} [i_i(\omega t) \cdot (1 - d_{Boost}(\omega t))] d(\omega t) + \int_{\theta}^{\pi-\theta} (i_L(\omega t)) d(\omega t) \right]. \quad (2.72)$$

Resolvendo (2.72), obtém-se o valor médio de corrente dado por:

$$I_{D6\_med} = \frac{I_o}{\eta}. \quad (2.73)$$

O valor eficaz de corrente é encontrado utilizando a equação:

$$I_{D6\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ 2 \cdot \int_0^{\theta} [i_i(\omega t) \cdot (1 - d_{boost}(\omega t))]^2 d(\omega t) + \int_{\theta}^{\pi-\theta} [i_L(\omega t)]^2 d(\omega t) \right]}. \quad (2.74)$$

Resolvendo (2.74), encontra-se a equação do valor eficaz:

$$I_{D6\_ef} = \frac{\sqrt{6} \cdot I_o}{2 \cdot \eta}. \quad (2.75)$$

O valor máximo de corrente através do diodo é igual ao pico de corrente no indutor  $L_s$ , dado por:

$$I_{D6\_max} = I_{L\_max}. \quad (2.76)$$

#### i) Esforços no Capacitor $C_o$

A tensão máxima sobre o capacitor  $C_o$  é igual à máxima tensão de saída:

$$V_{Co\_max} = V_{max\_eq}. \quad (2.77)$$

A corrente eficaz através do banco de capacitores é encontrado a partir de:

$$I_{Co\_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_0^\theta 2 \cdot [i_i(\omega t) \cdot (1 - d(\omega t))]^2 d(\omega t) + \int_\theta^{\pi-\theta} \left[ \frac{i_i(\omega t)}{d(\omega t)} \right]^2 d(\omega t) - \int_\theta^\pi I_o^2 d(\omega t) \right]}. \quad (2.78)$$

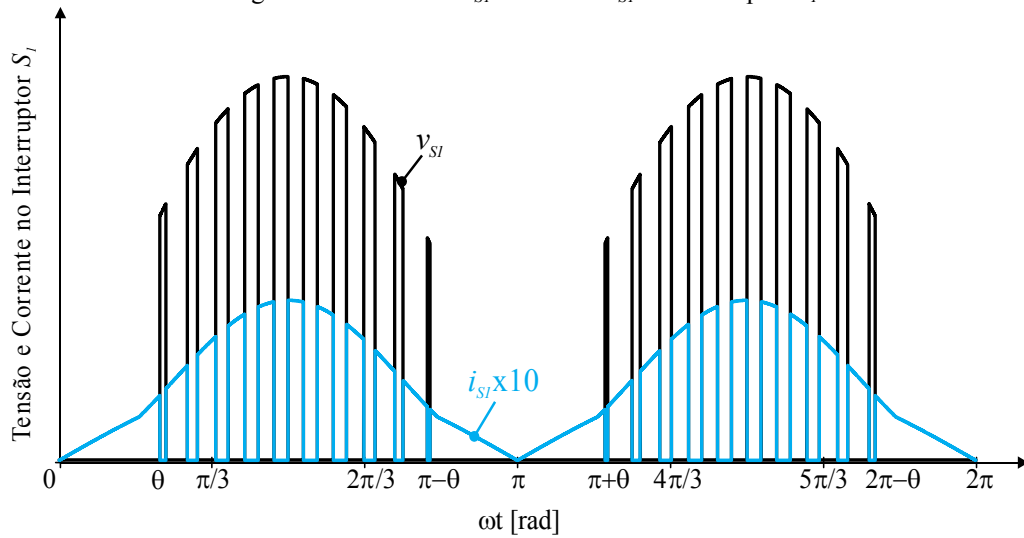
Resolvendo a equação (2.78), tem-se que o valor da corrente eficaz que flui através do capacitor é dado por:

$$I_{Co\_ef} = \left( \frac{\sqrt{6}}{2 \cdot \eta} - 1 \right) \cdot I_o \quad (2.79)$$

## 2.4 Análise da Comutação

Nesta seção é realizada a análise da comutação dos interruptores visando calcular a energia dissipada durante os instantes de comutação dos semicondutores.

Para a análise da comutação no interruptor  $S_I$ , verifica-se que a tensão e a corrente que fluem através do mesmo variam de forma senoidal como ilustrado na Figura 2.14.

Figura 2.14 – Tensão  $v_{S1}$  e corrente  $i_{S1}$  no interruptor  $S_1$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

A energia dissipada no instante do ponto máximo da rede é dada por:

$$E_{on\_S1} = \frac{1}{2} \cdot V_{S1} \cdot I_{S1} \cdot t_{r\_S1}, \quad (2.80)$$

Onde:

$I_{S1}$  é a corrente que flui através do interruptor;

$t_{r\_S1}$  é o tempo de subida da corrente na entrada em condução do interruptor.

Substituindo em (2.80) os valores instantâneos de tensão e corrente pelo interruptor, obtém-se a energia dissipada durante o bloqueio de  $S_1$ :

$$E_{on\_S1} = \frac{1}{2} \cdot V_{S1\_max} \cdot I_{S1\_max} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot t_{r\_S1}. \quad (2.81)$$

Em meio período da rede, a energia dissipada na entrada em condução do interruptor  $S_1$  é encontrada integrando a equação (2.81) durante o intervalo de  $\theta$  a  $\pi - \theta$ , a mesma é dada por:

$$E_{on\_S1\_PFC} = \frac{1}{2} \cdot V_{S1\_max} \cdot I_{S1\_max} \cdot t_{r\_S1} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta + \frac{\text{sen}(2 \cdot \theta)}{2} \right). \quad (2.82)$$

A energia dissipada no bloqueio do interruptor no instante de tensão e corrente máximas é dada por:

$$E_{off\_S1} = \frac{1}{2} \cdot V_{S1} \cdot I_{S1} \cdot t_{f\_S1}, \quad (2.83)$$

Onde:

$t_{f\_S1}$  é o tempo de descida da corrente no bloqueio do interruptor.

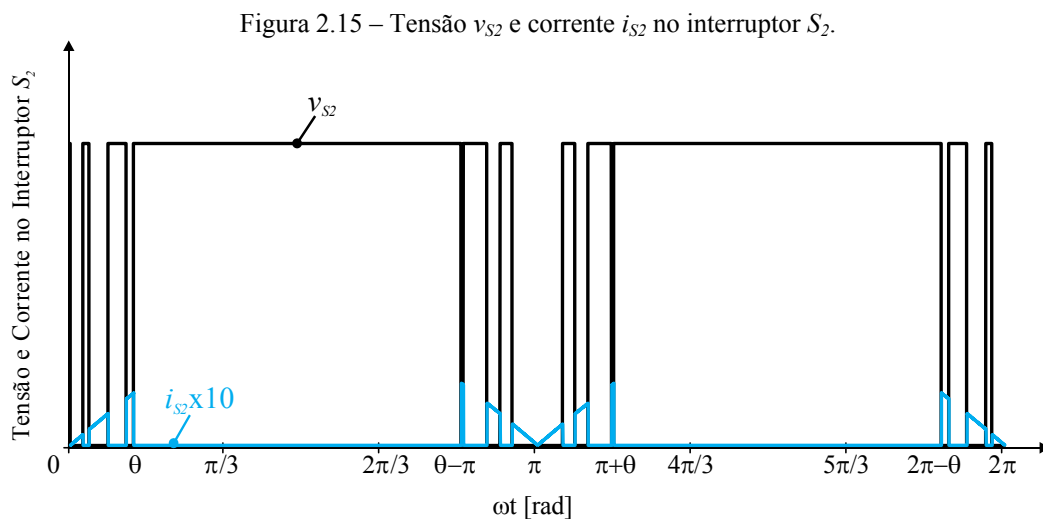
Substituindo em (2.83) os valores instantâneos de tensão e corrente, obtém-se:

$$E_{off\_S1} = \frac{1}{2} \cdot V_{S1\_max} \cdot I_{S1\_max} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot t_{f\_S1}. \quad (2.84)$$

A energia dissipada no bloqueio do interruptor  $S_1$  durante meio período da rede é representada por:

$$E_{off\_S1\_PFC} = \frac{1}{2} \cdot V_{S1\_max} \cdot I_{S1\_max} \cdot t_{f\_S1} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta + \frac{\text{sen}(2 \cdot \theta)}{2} \right). \quad (2.85)$$

Para a análise da comutação no interruptor  $S_2$ , verifica-se que apenas a corrente varia de forma senoidal. A Figura 2.15 ilustra a tensão e corrente no interruptor  $S_2$  durante um período da rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

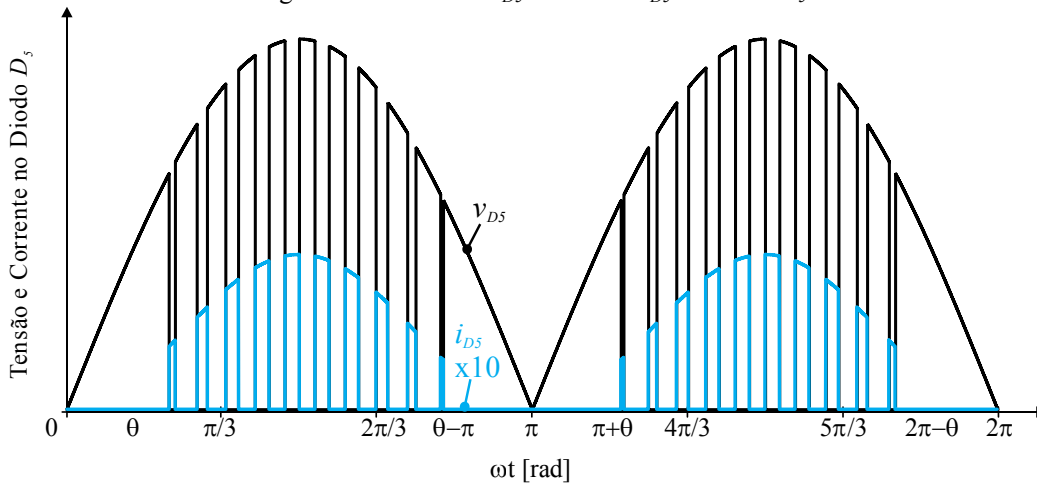
Para a entrada em condução, a energia dissipada em um instante de comutação é dada por (2.80). A energia dissipada na entrada em condução do interruptor  $S_2$  durante os intervalos de 0 a  $\theta$  e de  $\pi - \theta$  a  $\pi$  é dada por:

$$E_{on\_S2\_PFC} = V_{S2\_max} \cdot I_{S2\_max} \cdot t_{r\_S2} \cdot (1 - \cos(\theta)). \quad (2.86)$$

A energia dissipada no bloqueio do interruptor  $S_2$  é dada por:

$$E_{off\_S2\_PFC} = V_{S2\_max} \cdot I_{S2\_max} \cdot t_{f\_S2} \cdot (1 - \cos(\theta)). \quad (2.87)$$

No processo de comutação do diodo  $D_5$ , verifica-se que a tensão e a corrente variam de forma senoidal. A Figura 2.16 ilustra a tensão e corrente no diodo  $D_5$  durante um período da rede.

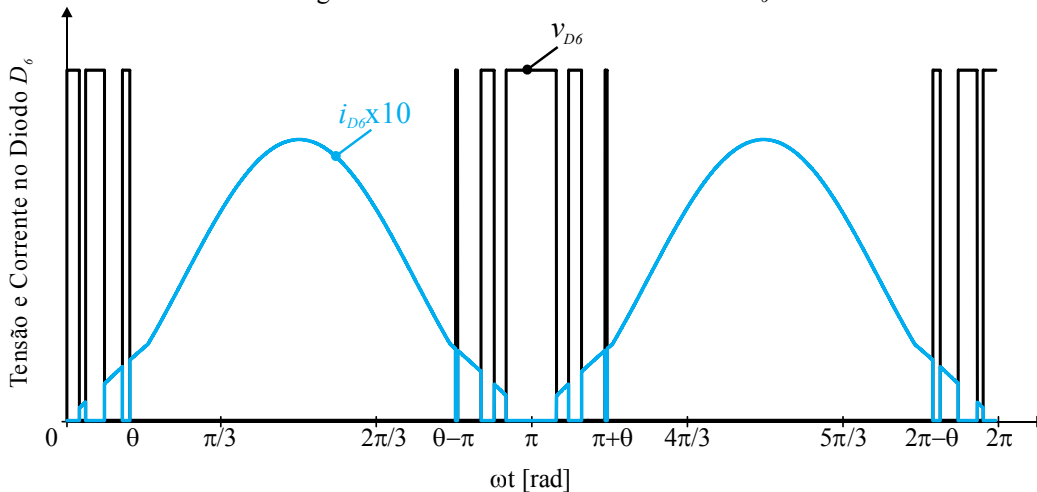
Figura 2.16 – Tensão  $v_{D5}$  e corrente  $i_{D5}$  no diodo  $D_5$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

A energia dissipada pelo diodo  $D_5$  na entrada em condução é desprezada. Entretanto, a energia dissipada no bloqueio tem influência no cálculo do rendimento, a mesma é calculada a partir de:

$$E_{off\_D5\_PFC} = V_{D5\_max} \cdot I_{rr\_D5} \cdot t_{rr\_D5} \cdot (\cos(\theta) - \cos(\pi - \theta)). \quad (2.88)$$

Para o diodo  $D_6$  verifica-se que apenas a corrente que flui através do dispositivo varia de forma senoidal. A Figura 2.17 ilustra a tensão e corrente no diodo  $D_6$  durante um período da rede.

Figura 2.17 – Tensão e corrente no diodo  $D_6$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como mencionado anteriormente, a energia dissipada na entrada em condução pode ser desprezada.

Para o diodo  $D_6$  a energia dissipada no bloqueio é calculada a partir de:

$$E_{off\_D6\_PFC} = V_{D6\_max} \cdot I_{rr\_D6} \cdot t_{rr\_D6} \cdot \theta. \quad (2.89)$$



## 2.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizado o estudo teórico do conversor *Buck+Boost*. Através das análises qualitativa e quantitativa foram apresentados o princípio de funcionamento, as etapas de operação do conversor, o ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes. A análise da comutação foi apresentada visando calcular a energia dissipada durante os instantes de comutação dos interruptores.

*Página em branco.*

### 3 EXEMPLO DE PROJETO PARA O CARREGADOR DE BATERIAS

#### 3.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo é apresentado um exemplo de projeto para um carregador de baterias para aplicação em veículos elétricos. São apresentadas as especificações e as considerações de projeto, além dos dados das baterias utilizadas no banco. A quantificação da potência processada por cada modo de operação é apresentada. A partir dos esforços em cada componente o projeto do circuito de potência é realizado. Ao fim, é apresentado a modelagem de perdas dos componentes do conversor e o rendimento do conversor.

#### 3.2 Especificações e Considerações

As especificações para o projeto do conversor são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações de projeto.

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Potência de saída	$P_o = 1 \cdot 10^3 \text{ W}$
Tensão de entrada eficaz mínima	$V_{ief\_min} = 198 \text{ V}$
Tensão de entrada eficaz nominal	$V_{ief\_nom} = 220 \text{ V}$
Tensão de entrada eficaz máxima	$V_{ief\_max} = 242 \text{ V}$
Frequência da rede	$f_r = 60 \text{ Hz}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

As baterias utilizadas no projeto são do tipo chumbo-ácido selada regulada por válvula (VLRA) do fabricante *Haze Power*. Os dados das baterias utilizadas são apresentados na Tabela 3.2.

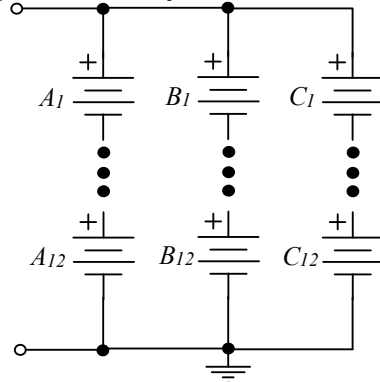
Tabela 3.2 – Características técnicas das baterias.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Fabricante	Haze Power
Código do produto no fabricante	HMA12-12
Voltagem nominal	12 V
Capacidade da bateria	12 Ah
Carga máxima	12 A
Resistência interna	$R_i = 20 \cdot 10^{-3} \Omega$
Dimensões (Comprimento / Largura / Altura)	15 cm × 10 cm × 9 cm
Peso	1,64 kg

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para composição do banco de baterias é feita a associação em série e em paralelo, como ilustrado na Figura 3.1. Os dados do banco de baterias utilizados para o exemplo são apresentados na Tabela 3.3.

Figura 3.1 – Arranjo do banco de baterias.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 3.3 – Dados do banco de baterias.

Parâmetro	Valor
Quantidade de arranjos (associação em paralelo)	$N_{Ar\_bat} = 3$
Quantidade de baterias em um arranjo (associação em série)	$N_{bat} = 12$
Capacidade do banco	$C_{apAh} = 36 \text{ Ah}$
Tensão mínima na descarga profunda	$V_{min\_prof} = 12 \times 10,5 \text{ V} = 126 \text{ V}$
Tensão na descarga leve	$V_{min} = 12 \times 12,9 \text{ V} = 154,8 \text{ V}$
Tensão de flutuação	$V_{max\_flut} = 12 \times 13,5 \text{ V} = 162 \text{ V}$
Tensão máxima de equalização	$V_{max\_eq} = 12 \times 14 \text{ V} = 168 \text{ V}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o projeto foram assumidos os seguintes parâmetros listados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Parâmetros assumidos para o projeto.

Parâmetro	Valor
Frequência de comutação	$f_s = 25 \cdot 10^3 \text{ Hz}$
Ondulação da corrente no indutor	$\Delta I_L = 12\% \cdot I_{L\_max}$
Ondulação da tensão no capacitor	$\Delta V_{Co} = 2,5\% \cdot V_{o\_max}$
Rendimento teórico estimado	$\eta = 95\%$

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3 Cálculos Iniciais

O valor máximo da tensão de entrada é dado por:

$$V_p = V_{ief\_nom} \cdot \sqrt{2}. \quad (3.1)$$

Substituindo valores em (3.1), obtém-se:

$$V_p = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,127 \text{ V}.$$

A partir de (2.35), o valor máximo de corrente fornecido pela rede é dado por:

$$I_p = \frac{2 \cdot 0,52 \cdot 6,17}{0,95} = 6,676 \text{ A}.$$

O parâmetro adimensional que relaciona a tensão de saída com a tensão de pico de entrada é calculado a partir (2.5). Substituindo valores, tem-se:

$$\beta = \frac{162}{220 \cdot \sqrt{2}} \cong 0,521.$$

O ângulo de interseção entre as tensões de entrada e de saída é calculado por:

$$\theta = \text{sen}^{-1}(\beta). \quad (3.2)$$

Substituindo o valor de  $\beta$  em (3.2), obtém-se:

$$\theta = \text{sen}^{-1}(0,521) \cong 31,38 \text{ graus}.$$

### 3.4 Quantificação da Potência Processada

Em posse das especificações de projeto é quantificada a potência processada em cada modo de operação. A potência processada em um meio período da rede pelo modo *Boost* é calculada a partir de:

$$P_{Boost} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_0^\theta V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi-\theta}^\pi V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \right]. \quad (3.3)$$

Resolvendo a equação (3.3), obtém-se:

$$P_{Boost} = \frac{V_p \cdot I_p \cdot (2 \cdot \theta - \text{sen}(2 \cdot \theta))}{2 \cdot \pi}. \quad (3.4)$$

Substituindo os valores em (3.4), obtém-se o valor da potência processada:

$$P_{Boost} = \frac{311,127 \cdot 6,676 \cdot (2 \cdot 31,28 - \text{sen}(2 \cdot 31,28))}{2 \cdot \pi} \cong 69 \text{ W}.$$

Para o modo *Buck*, a potência processada é encontrada a partir de:

$$P_{Buck} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[ \int_{\theta}^{\pi-\theta} V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \right]. \quad (3.5)$$

Resolvendo a equação (3.5), obtém-se:

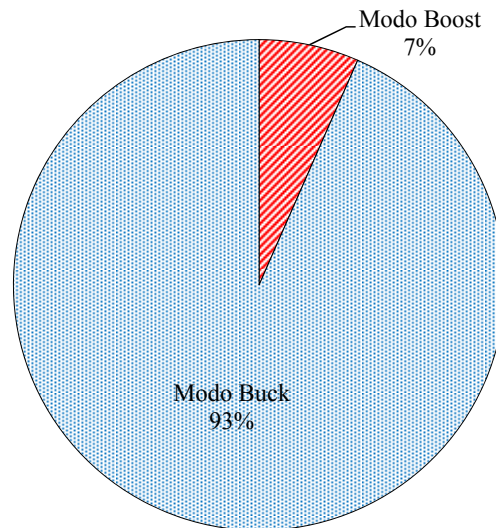
$$P_{Buck} = \frac{V_p \cdot I_p \cdot (\pi - 2 \cdot \theta + \text{sen}(2 \cdot \theta))}{2 \cdot \pi}. \quad (3.6)$$

Substituindo os valores em (3.6), obtém-se o valor da potência processada:

$$P_{Buck} = \frac{311,127 \cdot 6,676 \cdot (\pi - 2 \cdot 31,28 + \text{sen}(2 \cdot 31,28))}{2 \cdot \pi} \cong 983,5 \text{ W}.$$

A Figura 3.2 ilustra a potência processada em cada modo de operação.

Figura 3.2 – Quantificação da potência processada por cada modo de operação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.5 Projeto do Circuito de Potência

Nesta seção são apresentados os cálculos para o dimensionamento dos componentes do circuito de potência. A partir das equações para o cálculo dos esforços de tensão e corrente apresentados no item 2.3.5 são dimensionados os componentes do circuito de potência.

#### 3.5.1 Interruptor $S_I$

A tensão máxima sobre o interruptor  $S_I$  é obtida a partir de (2.53), como dado por:

$$V_{S1\_max} = 242 \cdot \sqrt{2} \cong 342,24 \text{ V}.$$

Substituindo valores em (2.55), obtém-se o valor médio de corrente através de  $S_1$ :

$$I_{S1\_med} = \frac{4 \cdot 0,521 \cdot 6,173}{\pi \cdot 0,95} \cong 4,3 \text{ A.}$$

O valor eficaz da corrente através do interruptor é encontrado a partir de (2.56), substituindo valores obtém-se:

$$I_{S1\_ef} = \frac{0,521 \cdot 6,173 \sqrt{\frac{2(-\text{sen}(2 \cdot 31,38) - 2 \cdot 31,38 + 2\pi)}{\pi}}}{0,95} \cong 5,6 \text{ A.}$$

A partir de (2.58) e substituindo valores, obtém-se o valor máximo de corrente:

$$I_{S1\_max} = \frac{6,676}{0,521} \cdot \left| \text{sen} \left( \frac{\pi}{2} \right) \right|^2 \cong 13 \text{ A.}$$

Para o projeto optou-se por um interruptor *IGBT* devido as suas características de tensão e corrente; e também devido a limitações dos dispositivos semicondutores encontrados no laboratório. A Tabela 3.5 apresenta os dados do interruptor escolhido, obtidos em (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2000).

Tabela 3.5 – Dados do interruptor  $S_1$ .

Parâmetro	Valor
Tipo	<i>IGBT</i>
Fabricante	<i>International Rectifier</i>
Referência	IRG4PC50UD
Máxima tensão coletor-emissor	$V_{CE\_S1} = 600 \text{ V}$
Máxima corrente de coletor	$I_{C\_S1} = 27 \text{ A}$
Máxima corrente de dreno pulsada	$I_{CP\_S1} = 220 \text{ A}$
Faixa de operação para temperatura de junção	$-55 \text{ }^\circ\text{C}$ a $+175 \text{ }^\circ\text{C}$
Resistência térmica junção-encapsulamento	$R_{thjc\_S1} = 0,64 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente	$R_{thja\_S1} = 40 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica encapsulamento-dissipador	$R_{thcd\_S1} = 0,24 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Tempo de subida	$t_{r\_S1} = 23 \cdot 10^{-9} \text{ s}$
Tempo de descida	$t_{f\_S1} = 130 \cdot 10^{-9} \text{ s}$

Fonte: International Rectifier (2000).

### 3.5.2 Interruptor $S_2$

A partir de (2.59) é obtido o valor máximo de tensão sobre o interruptor  $S_2$ :

$$V_{S2\_max} \cong 168V.$$

O valor médio de corrente através do interruptor é encontrado a partir de (2.61), substituindo valores na equação obtém-se:

$$I_{S2\_med} = \frac{6,173 \cdot [\text{sen}(2 \cdot 31,38) + 4 \cdot 0,521 \cdot (1 - \cos(31,38)) - 2 \cdot 31,38]}{\pi \cdot 0,95} \cong 0,2 A.$$

Substituindo valores em (2.63), obtém-se:

$$I_{S2\_ef} = \frac{6,173 A \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot 0,521^2 \cdot 31,38 + (1 - 0,521^2) \cdot 8 \cdot \text{sen}(2 \cdot 31,38) - \dots}{\pi}}}{2 \cdot \eta} \cong 0,76 A.$$

Substituindo valores em (2.64), obtém-se o valor máximo de corrente:

$$I_{S2\_max} = \frac{2 \cdot 0,52 \cdot 6,173}{0,95} \cdot \text{sen}(31,38) \cong 3,5 A.$$

Para o interruptor  $S_2$  optou-se por um interruptor do tipo *MOSFET*, devido a limitações dos dispositivos semicondutores encontrados no laboratório. A Tabela 3.6 apresenta os dados do interruptor escolhido, os mesmos foram obtidos em (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2004).

Tabela 3.6 – Dados do interruptor  $S_2$ .

Parâmetro	Valor
Tipo	<i>MOSFET</i>
Fabricante	<i>International Rectifier</i>
Referência	IRFP264N
Máxima tensão dreno-fonte	$V_{DS\_S2} = 250 V$
Máxima corrente de dreno	$I_{D\_S2} = 31 A$
Máxima corrente de dreno pulsada	$I_{Dp\_S2} = 170 A$
Resistência de condução	$R_{DS(100^\circ C)} = 120 \cdot 10^{-3} \Omega @ 100^\circ C$
Capacitância de entrada	$C_{iss\_S2} = 3860 \cdot 10^{-12} F$
Capacitância de saída	$C_{oss\_S2} = 480 \cdot 10^{-12} F$
Capacitância de transferência	$C_{rss} = 110 \cdot 10^{-12} F$
Capacitância de dreno-fonte	$C_{dss\_S2} = 370 \cdot 10^{-12} F$
Faixa de operação para temperatura de junção	$-55^\circ C$ a $+175^\circ C$
Resistência térmica junção-encapsulamento	$R_{thjc\_S2} = 0,39^\circ C/W$
Resistência térmica junção-ambiente	$R_{thja\_S2} = 40^\circ C/W$



Parâmetro (continuação)	Valor (continuação)
Resistência térmica encapsulamento-dissipador	$R_{thcd\_s2} = 0,24 \text{ } ^\circ C/W$
Tempo de subida	$t_{r\_s2} = 62 \cdot 10^{-9} \text{ s}$
Tempo de descida	$t_{f\_s2} = 53 \cdot 10^{-9} \text{ s}$

Fonte: International Rectifier (2004).

### 3.5.3 Diodo $D_5$

O valor máximo da tensão sobre o diodo é obtido substituindo valores em (2.65):

$$V_{D5\_max} = 242 \cdot \sqrt{2} \cong 342,24 \text{ V}.$$

Substituindo valores em (2.67), obtém-se a corrente média através do diodo:

$$I_{D5\_med} = \frac{2 \cdot 0,521 \cdot 6,173 \cdot (2 \cdot \cos(31,38) + 0,521(2 \cdot 31,38 - \pi))}{\pi \cdot 0,95} \cong 1,4 \text{ A}.$$

O valor eficaz da corrente através do diodo é encontrado a partir de (2.69):

$$I_{D5\_ef} = \frac{0,521 \cdot 6,173 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi - 4 \cdot 31,38 + \text{sen}(2 \cdot 31,38) - 8 \cdot 0,521 \cdot \cos(31,38) + \dots}{\dots + 0,521^2 (-8 \cdot 31,38 + 4 \cdot \pi)}}}{0,95} \cong 3,65 \text{ A}.$$

O valor de pico de corrente no diodo é obtido substituindo valores em (2.70):

$$I_{D5\_max} = \frac{6,767}{0,521} \cdot \left| \text{sen} \left( \frac{\pi}{2} \right) \right| \cong 13 \text{ A}.$$

Para o diodo  $D_5$  optou-se por um do tipo ultra rápido, o modelo apresentado a seguir foi escolhido devido disponibilidade de componentes no laboratório. A Tabela 3.7 apresenta os dados do diodo, obtidos em (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006b).

Tabela 3.7 – Dados do diodo  $D_5$ .

Parâmetro	Valor
Tipo	Diodo Ultra rápido
Fabricante	<i>International Rectifier</i>
Referência	30ETH06
Máxima tensão reversa	$V_{R\_D5} = 600 \text{ V}$
Máxima corrente direta	$I_{F\_D5} = 30 \text{ A}$
Máxima corrente repetitiva	$I_{FM\_D5} = 200 \text{ A}$
Queda de tensão em condução direta	$V_{f\_D5} = 0,75 \text{ V} @ 100 \text{ } ^\circ C$

Parâmetro (continuação)	Valor (continuação)
Faixa de operação para temperatura de junção	-65 °C a +175 °C
Resistência térmica junção-encapsulamento	$R_{thjc\_D5} = 1,1 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$
Resistência térmica junção-ambiente	$R_{thja\_D5} = 70 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$
Resistência térmica encapsulamento-dissipador	$R_{thcd\_D5} = 0,2 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$
Carga de recuperação reversa	$Q_{rr\_D5} = 345 \cdot 10^{-9} \text{ C @ } 125 \text{ } ^\circ\text{C}$
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr\_D5} = 77 \cdot 10^{-9} \text{ s @ } 125 \text{ } ^\circ\text{C}$

Fonte: International Rectifier (2006b).

### 3.5.4 Diodo $D_6$

O valor máximo de tensão sobre o diodo é obtido substituindo valores em (2.71):

$$V_{D6\_max} \cong 168 \text{ V.}$$

O valor médio de corrente através do diodo é obtido substituindo valores em (2.73):

$$I_{D6\_med} = \frac{6,173}{0,95} \cong 6,5 \text{ A.}$$

Substituindo valores em (2.75), obtém-se o valor eficaz de corrente:

$$I_{D6\_ef} = \frac{\sqrt{6} \cdot 6,173}{2 \cdot 0,95} \cong 8 \text{ A.}$$

O valor de pico de corrente no diodo é obtido substituindo valores em (2.76):

$$I_{D6\_max} \cong 13 \text{ A.}$$

Para o diodo  $D_6$  optou-se por um do tipo ultra rápido. A Tabela 3.8 apresenta os dados do diodo escolhido, obtidos em (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006a).

Tabela 3.8 – Dados do diodo  $D_6$ .

Parâmetro	Valor
Tipo	Diodo Ultra rápido
Fabricante	<i>International Rectifier</i>
Referência	30CTH03
Máxima tensão reversa	$V_{R\_D6} = 300 \text{ V}$
Máxima corrente direta	$I_{F\_D6} = 30 \text{ A}$
Máxima corrente repetitiva	$I_{FM\_D6} = 150 \text{ A}$
Queda de tensão em condução direta	$V_{f\_D6} = 0,8 \text{ V @ } 100 \text{ } ^\circ\text{C}$

Parâmetro (continuação)	Valor (continuação)
Faixa de operação para temperatura de junção	-65 °C a +175 °C
Resistência térmica junção-encapsulamento	$R_{thjc\_D6} = 1,4 \text{ °C/W}$
Carga de recuperação reversa	$Q_{rr\_D6} = 160 \cdot 10^{-9} \text{ C @ } 125 \text{ °C}$
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr\_D6} = 48 \cdot 10^{-9} \text{ s @ } 125 \text{ °C}$

Fonte: International Rectifier (2006a).

### 3.5.5 Diodos da Ponte Retificadora $D_1$ - $D_4$

Substituindo valores em (2.42), obtém-se o valor de tensão máxima sobre os diodos:

$$V_{PR\_max} = 242 \cdot \sqrt{2} \cong 342,24 \text{ V}.$$

O valor médio de corrente através dos diodos é obtido substituindo valores em (2.44):

$$I_{PR\_med} = \frac{2 \cdot 0,521 \cdot 6,173}{\pi \cdot 0,95} \cong 2,2 \text{ A}.$$

A partir dos esforços de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora optou-se por utilizar o modelo *KBPC5010*. Na Tabela 3.9 são apresentados os dados da ponte escolhida, obtidos em (DC COMPONENTS, 2013).

Tabela 3.9 – Dados da ponte retificadora.

Parâmetro	Valor
Tipo	Ponte Retificadora
Fabricante	<i>DC COMPONENTS</i>
Referência	KBPC5010
Máxima tensão repetitiva reversa	$V_{RRM\_PR} = 1000 \text{ V}$
Máxima corrente de condução direta	$I_{F\_PR} = 50 \text{ A}$
Máxima corrente repetitiva	$I_{FSM\_PR} = 400 \text{ A}$
Queda de tensão em condução direta	$V_{f\_PR} = 1,2 \text{ V @ } 25 \text{ °C}$
Faixa de operação para temperatura de junção	-55 °C a +125 °C

Fonte: DC COMPONENTS (2013).

### 3.5.6 Indutor $L$

O valor eficaz da corrente através do indutor é obtido substituindo valores em (2.51):

$$I_{L\_ef} = \frac{6,173 \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot 31,38 \cdot 0,521^2 - \text{sen}(4 \cdot 31,38) + 8 \cdot \text{sen}(2 \cdot 31,38) \cdot (1 - 0,521^2) - \dots}{\dots - 12 \cdot 31,38 + 6 \cdot \pi}}}{2 \cdot 0,95} \cong 8 \text{ A.}$$

Substituindo valores em (2.52), obtém-se o valor eficaz de corrente:

$$I_{L\_max} = \frac{6,767}{0,521} \cdot \left| \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) \right| \cong 13 \text{ A.}$$

Considerando o ponto crítico de operação do conversor no modo *Buck*, onde se tem uma maior ondulação de corrente. A partir de (2.32), representada pelo ábaco da Figura 2.13, para o ângulo  $\omega t = 90^\circ$  e a relação  $\beta \cong 0,5$  a ondulação normalizada  $\overline{\Delta I_L}$  é igual a 0,5.

Seja a ondulação máxima no indutor dada por:

$$\Delta I_{L\_max} = 12\% \cdot I_{L\_max}. \quad (3.7)$$

Substituindo o valor máximo de corrente em (3.7), obtém-se:

$$\Delta I_{L\_max} = 12\% \cdot 13 \cong 1,56 \text{ A.}$$

O valor da indutância é calculado através de:

$$L = \frac{V_{ief\_nom} \cdot \sqrt{2} \cdot \overline{\Delta I_L}}{f_s \cdot \Delta I_{L\_max}}. \quad (3.8)$$

Substituindo valores em (3.8), obtém-se o valor da indutância:

$$L = \frac{311,127 \cdot 0,25}{25 \cdot 10^3 \cdot 1,56} \cong 2 \cdot 10^{-3} \text{ H.}$$

A Tabela 3.10 mostra os parâmetros assumidos para o projeto físico do indutor  $L$ .

Tabela 3.10 – Parâmetros de projeto do indutor.

Parâmetro	Valor
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	$K_w = 0,7$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas:

$$A_{p-L} = \frac{L \cdot I_{L\_max} \cdot I_{L\_ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}}. \quad (3.9)$$

Substituindo valores em (3.9), obtém-se o produto das áreas necessário:

$$A_{p\_L} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 13 \cdot 8 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} \cong 24,74 \text{ cm}^4.$$

A partir da definição do produto de áreas, foi escolhido o núcleo NEE 65/33/39 de material IP12R da fabricante *Thornton*, os dados são fornecidos por (THORNTON, 2008). As dimensões geométricas do núcleo escolhido são mostradas na Tabela 3.11.

Tabela 3.11 – Dimensões do núcleo NEE 65/33/26-IP12R.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_{e\_65} = 7,98 \text{ cm}^2$
Área da janela de núcleo	$A_{w\_65} = 4,5 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_{p\_65} = 35,91 \text{ cm}^4$
Comprimento médio magnético	$CMM_{65} = 14,7 \text{ cm}$
Comprimento médio de uma espira	$CME_{65} = 17,9 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_{e\_65} = 117,3 \text{ cm}^3$
Altura da janela do núcleo	$G_{65} = 4,8 \text{ cm}$
Peso aproximado do núcleo	$P_{65} = 193,5 \text{ g}$

Fonte: Dados do catálogo de núcleos, Thornton (2008).

O número de espiras é encontrado a partir de:

$$N_{e\_L} = \frac{L \cdot I_{L\_max} \cdot 10^4}{A_{e\_65} \cdot B_{max}}. \quad (3.10)$$

Substituindo valores da Tabela 3.11 e da Tabela 3.10 em (3.10), obtém-se o número de espiras:

$$N_{e\_L} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 13 \cdot 10^4}{7,98 \cdot 0,3} = 108,6.$$

O cálculo do entreferro do indutor é obtido a partir de:

$$l_{g\_L} = \frac{\mu_o \cdot N_{e\_L}^2 \cdot A_{e\_65} \cdot 10^{-2}}{L}. \quad (3.11)$$

Substituindo valores em (3.11), obtém-se valor do entreferro do indutor:

$$l_{g\_L} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 108,6^2 \cdot 7,98 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^{-3}} = 0,591 \text{ cm}.$$

Segundo (MCLYMAN, 1988), devido ao fluxo magnético de espraiamento (*fringing flux*) na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras. O fator de correção no cálculo de espiras do indutor é calculado por:

$$F_{c\_L} = 1 + \frac{l_{g\_L}}{\sqrt{A_{e\_65}}} \cdot \ln \left( 2 \cdot \frac{G_{65}}{l_{g\_L}} \right). \quad (3.12)$$

Substituindo valores da Tabela 3.11 em (3.12) é obtido o fator de correção:

$$F_{c\_L} = 1 + \frac{0,591}{\sqrt{7,98^2}} \cdot \ln \left( 2 \cdot \frac{4,8}{0,591} \right) = 1,598.$$

O número de espiras pode então ser calculado novamente considerando o fator de correção, o novo valor é dado por:

$$N_{e\_Fc\_L} = \frac{N_{e\_L}}{\sqrt{F_{c\_L}}}. \quad (3.13)$$

Substituindo valores em (3.13) é obtido o número de espiras corrigido:

$$N_{e\_Fc\_L} = \frac{108,6}{\sqrt{1,58}} = 86,28.$$

Assumiu-se que o número de espiras é igual a 87.

Para o projeto, o fio escolhido é o 22AWG, pelas suas características de menor diâmetro e apresentar flexibilidade, e também pelas limitações do laboratório. Os dados deste fio, obtidos a partir de (BARBI, 2007), são apresentados na Tabela 3.12.

Tabela 3.12 – Dados do fio 22AWG.

Parâmetro	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	$d_{fio\_22} = 0,064 \text{ cm}$
Área do cobre	$A_{cufio22} = 0,003255 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$A_{cufio22\_iso} = 0,004013 \text{ cm}^2$
Resistência do fio a 100 °C	$R_{fio22} = 0,000708 \text{ } \Omega/\text{cm}$

Fonte: Dados do catálogo fios AWG, Barbi (2007).

A área de seção de cobre do fio é calculada por:

$$S_{fio\_L} = \frac{I_{L\_ef}}{J_{max}}. \quad (3.14)$$

Substituindo valores em (3.14) é obtida área de cobre necessária:

$$S_{fio\_L} = \frac{8}{400} = 0,02 \text{ cm}^2.$$

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{fios\_L} = \frac{S_{fio\_L}}{A_{cufio22}}. \quad (3.15)$$

Substituindo valores em (3.15), obtém-se:

$$N_{\text{fios}_L} = \frac{0,02}{0,003255} = 6,14.$$

Assumiu-se o número de fios em paralelo igual a 7. A partir desta escolha, o fator de utilização da janela do núcleo é calculado através de:

$$k_{u_L} = \frac{N_{\text{fios}_L} \cdot N_{e_{Fc}_L} \cdot A_{\text{cufio22}_{iso}}}{A_{w_{65}}}. \quad (3.16)$$

Substituindo valores em (3.16), obtém-se:

$$k_{u_L} = \frac{7 \cdot 87 \cdot 0,004013}{7,98} = 0,543.$$

Verifica-se através do valor do fator de utilização da janela que a construção física do indutor pode ser realizada. Na Tabela 3.13 é apresentado um resumo dos detalhes de projeto do indutor.

Tabela 3.13 – Resumo do projeto físico do indutor  $L$ .

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE-65/33/39-IP12R
Número de espiras	87
Fio utilizado	AWG 22
Número de fios em paralelo	7
Comprimento do fio	15,77 m
Altura calculada do entreferro	0,59 cm

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.5.7 Capacitor do Filtro de Saída $C_o$

Para o dimensionamento do capacitor do filtro de saída considerou-se a ondulação de tensão dada por:

$$\Delta V_{C_o} = 2\% \cdot V_{\text{max}_{eq}}. \quad (3.17)$$

Substituindo o valor da máxima tensão em cima do capacitor em (3.17), obtém-se:

$$\Delta V_{C_o} = 2\% \cdot 168 \cong 3,36 \text{ V}.$$

O valor da capacitância é calculado por:

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{ond}} \cdot V_{o_{\text{max}}} \cdot \Delta V_{C_o}}, \quad (3.18)$$

Onde:

$f_{\text{ond}}$  é a frequência de ondulação do barramento de saída, igual  $2 \times 60 \text{ Hz} = 120 \text{ Hz}$ .

Substituindo valores em (3.18), tem-se o valor da capacitância:

$$C_o = \frac{1 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 168 \cdot 3,36} \cong 2,35 \cdot 10^{-3} F.$$

Neste projeto optou-se por usar dois capacitores eletrolíticos em paralelo com capacitância de  $1 \cdot 10^{-3} F$ . Os dados de cada capacitor são apresentados na Tabela 3.14.

Tabela 3.14 – Dados do capacitor.

Parâmetro	Valor
Tipo	Eletrolítico
Fabricante	<i>EPCOS</i>
Referência	B43501
Capacitância nominal	$C_o = 1 \cdot 10^{-3} F$
Tensão máxima	$V_{Co\_max} = 250 V$
Corrente eficaz máxima	$I_{Co\_ef} = 2,5 A @ 85 ^\circ C$
Resistência típica	$R_{se} = 100 \cdot 10^{-3} \Omega$

Fonte: Dados da folha de dados, Epcos (2011).

Os valores equivalentes da capacitância e da resistência da associação de capacitores são dados, respectivamente, por:

$$C_o = 2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} F = 2 \cdot 10^{-3} F;$$

$$R_{se} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{2} \cong 50 \cdot 10^{-3} \Omega.$$

### 3.6 Projeto do Filtro de Entrada

#### 3.6.1 Projeto do Filtro de Entrada com Amortecimento

Seguindo os procedimentos de análise e a metodologia de projeto do filtro de entrada abordada em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Nesta seção é apresentada a metodologia de projeto desenvolvida. No apêndice A.1 é apresentada uma análise da influência do filtro de entrada.

Inicialmente, para o dimensionamento dos componentes do filtro de entrada define-se o valor da frequência de corte do filtro  $f_o$ , a mesma deve ser limitada na faixa entre 5 décadas acima da frequência da rede ( $50 \cdot f_r$ ) e um quinto abaixo da frequência de comutação ( $f_s/5$ ). Portanto, no projeto optou-se por uma frequência igual a  $f_o = 3 \cdot 10^3 Hz$ .

Define-se o valor de pico da impedância na frequência de ressonância do filtro, a mesma é considerada igual a  $Z_{omf} = 20 \Omega$ .



Considera-se a impedância característica do filtro dada por:

$$R_{of} = \frac{Z_{omf}}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \quad (3.19)$$

Substituindo valores em (3.19), tem-se o valor da impedância característica:

$$R_{of} = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^3} = 14,14 \, \Omega.$$

O valor da indutância do filtro é calculado por:

$$L_f = \frac{R_{of}}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \quad (3.20)$$

Substituindo valores em (3.20), tem-se:

$$L_f = \frac{14,14}{2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^3} \cong 750 \cdot 10^{-6} \, H.$$

O valor da capacitância é calculado por:

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot R_{of}} \quad (3.21)$$

Substituindo valores em (3.21), tem-se:

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 14,14} = 3,75 \cdot 10^{-6} \, F.$$

Segundo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), para manter-se um bom compromisso entre o amortecimento e a degradação, considera-se a relação entre o filtro e o circuito de amortecimento igual  $n = 0,5$ . O valor da indutância do circuito de amortecimento do filtro é calculado por:

$$L_d = n \cdot L_f \quad (3.22)$$

Substituindo valores em (3.22), tem-se:

$$L_d = 0,5 \cdot 750 \cdot 10^{-6} \cong 375 \cdot 10^{-6} \, H.$$

Em série com a indutância de amortecimento é acrescentada uma resistência, o seu valor é calculado por:

$$R_d = R_{of} \cdot Q_{opt} \quad (3.23)$$

Onde:

$Q_{opt}$  é o coeficiente de amortecimento ótimo.

O valor do coeficiente de amortecimento ótimo é encontrado a partir de:

$$Q_{opt} = \sqrt{\frac{n \cdot (3 + 4 \cdot n) \cdot (1 + 2 \cdot n)}{2 \cdot (1 + 4 \cdot n)}}. \quad (3.24)$$

Substituindo o valor de  $n$  em (3.24), resulta em:

$$Q_{opt} = \sqrt{\frac{0,5 \cdot (3 + 4 \cdot 0,5) \cdot (1 + 2 \cdot 0,5)}{2 \cdot (1 + 4 \cdot 0,5)}} = 0,913.$$

Substituindo valores em (3.23), obtém-se o valor da resistência de amortecimento:

$$R_d = 14,14 \cdot 0,913 \cong 13 \Omega.$$

### 3.6.2 Projeto Físico do Indutor de Amortecimento $L_f$

Em posse dos valores dos componentes do filtro, calculam-se os esforços de tensão e corrente. Para tanto deve se calcular as reatâncias do circuito, o valor da reatância indutiva é dado por:

$$X_{L_f} = 2 \cdot \pi \cdot L_f. \quad (3.25)$$

Substituindo valores em (3.25), tem-se:

$$X_{L_f} = 2 \cdot \pi \cdot 750 \cdot 10^{-6} = 0,283 \Omega.$$

O valor da reatância equivalente do circuito de amortecimento é dado por:

$$X_d = \sqrt{R_d^2 + (2 \cdot \pi \cdot L_d)^2}. \quad (3.26)$$

Substituindo valores em (3.26), tem-se:

$$X_d = \sqrt{13^2 + (2 \cdot \pi \cdot 750 \cdot 10^{-6})^2} = 12,911 \Omega.$$

O valor máximo de corrente que flui através do indutor do filtro é a partir da substituição de valores em (2.37):

$$I_{L_f\_max} = \frac{12,911}{0,283 + 12,911} \cdot 6,767 \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) = 6,62 A.$$

O valor eficaz da corrente através do indutor é obtido substituindo valores em (2.38):

$$I_{L_f\_ef} = \frac{6,62}{\sqrt{2}} = 4,68 A.$$

Substituindo valores em (2.41), obtém-se o valor eficaz da tensão no indutor:

$$V_{L_f\_ef} = 0,283 \cdot 4,68 = 1,324 V.$$

Considerando os esforços no indutor descritos anteriormente e os mesmos parâmetros utilizados para o projeto de indutor  $L$  contidos na Tabela 3.10. Calcula-se o menor volume do núcleo do indutor, o mesmo é dado pelo cálculo do produto das áreas:

$$A_{p\_Lf} = \frac{V_{Lf\_ef} \cdot I_{Lf\_ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot K_f \cdot f_r \cdot J_{max} \cdot B_{max}}, \quad (3.27)$$

Onde:

$K_f$  é um fator de forma, para onda senoidal é igual a 4,44 (MCLYMAN, 1988);

$f_r$  é a frequência da rede.

Substituindo valores em (3.27), obtém-se o produto de áreas necessário:

$$A_{p\_Lf} = \frac{1,324 \cdot 4,69 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 4,44 \cdot 60 \cdot 400 \cdot 0,3} \cong 2,77 \text{ cm}^4.$$

Para o projeto foi escolhido o núcleo NEE 42/21/20 de material IP12E da fabricante *Thornton*. As dimensões geométricas do núcleo escolhido são mostradas na Tabela 3.15, dados obtidos em (THORNTON, 2008).

Tabela 3.15 – Dimensões do núcleo NEE 42/21/20-IP12E.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_{e\_42} = 2,35 \text{ cm}^2$
Área da janela de núcleo	$A_{w\_42} = 2 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_{p\_42} = 4,7 \text{ cm}^4$
Comprimento médio magnético	$CMM_{42} = 9,7 \text{ cm}$
Comprimento médio de uma espira	$CME_{42} = 10,22 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_{e\_42} = 23,3 \text{ cm}^3$
Altura da janela do núcleo	$G_{42} = 3 \text{ cm}$
Peso aproximado do núcleo	$P_{42} = 56 \text{ g}$

Fonte: Dados do catálogo de núcleos, Thornton (2008).

O número de espiras é encontrado a partir de:

$$N_{e\_Lf} = \frac{V_{Lf\_ef} \cdot 10^4}{K_f \cdot B_{max} \cdot f_r \cdot A_{e\_42}}. \quad (3.28)$$

Substituindo valores em (3.28), resulta em:

$$N_{e\_Lf} = \frac{1,324 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 0,3 \cdot 60 \cdot 2,35} = 70,43.$$

O cálculo do entreferro do indutor é obtido a partir de:

$$l_{g\_Lf} = \frac{\mu_o \cdot N_{e\_Lf}^2 \cdot A_{e\_42}}{L_f}.$$

Substituindo valores, resulta em:

$$l_{g\_Lf} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 70,43^2 \cdot 2,35 \cdot 10^{-2}}{750 \cdot 10^{-6}} = 0,195 \text{ cm}.$$

O fator de correção no cálculo de espiras do indutor é calculado por:

$$F_{c\_Lf} = 1 + \frac{l_{g\_Lf}}{\sqrt{A_{e\_42}}} \cdot \ln \left( 2 \cdot \frac{G_{42}}{l_{g\_Lf}} \right).$$

Substituindo valores, resulta em:

$$F_{c\_Lf} = 1 + \frac{0,195}{\sqrt{2,35}} \cdot \ln \left( 2 \cdot \frac{3}{0,195} \right) = 1,436.$$

O número de espiras corrigido é dado por:

$$N_{e\_Fc\_Lf} = \frac{N_{e\_Lf}}{\sqrt{F_{c\_Lf}}}.$$

Substituindo valores, resulta em:

$$N_{e\_Fc\_Lf} = \frac{70,43}{\sqrt{1,436}} = 58,76.$$

Para o projeto, assumiu-se que o número de espiras é igual a 59.

O fio 25AWG foi escolhido pelas suas características de menor diâmetro e apresentar uma flexibilidade. Os dados deste fio são apresentados na Tabela 3.16.

Tabela 3.16 – Dados do fio 25AWG.

Parâmetro	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	$d_{fio\_25} = 0,045 \text{ cm}$
Área do cobre	$A_{Cu\_fio25} = 0,001624 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$A_{Cu\_fio25\_iso} = 0,002078 \text{ cm}^2$
Resistência do fio a 100 °C	$R_{fio25} = 0,001419 \text{ } \Omega/\text{cm}$

Fonte: Dados do catálogo fios AWG, Barbi (2007).

A área de seção de cobre do fio é calculada por:

$$S_{fio\_Lf} = \frac{I_{Lf\_ef}}{J_{max}}.$$

Substituindo valores, resulta em:

$$S_{fio\_Lf} = \frac{4,68}{400} = 0,012 \text{ cm}^2.$$

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{fios\_Lf} = \frac{S_{fio\_Lf}}{A_{Cu\_fio25}}.$$

Substituindo valores, resulta em:

$$N_{fios\_Lf} = \frac{0,012}{0,001624} = 7,2.$$

Assumiu-se o número de fios em paralelo igual a 8. Portanto, o fator de utilização da janela do núcleo é dado por:

$$k_{u\_Lf} = \frac{N_{fios\_Lf} \cdot N_{e\_Fc\_Lf} \cdot A_{Cu\_fio25\_iso}}{A_{w\_42}}.$$

Substituindo valores, resulta em:

$$k_{u\_Lf} = \frac{8 \cdot 59 \cdot 0,002078}{2} = 0,487.$$

O valor do fator de utilização da janela possibilita a construção física do indutor. Na Tabela 3.17 é apresentado um resumo do projeto do indutor.

Tabela 3.17 – Resumo do projeto físico do indutor  $L_f$ .

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE-42/21/20-IP12E
Número de espiras	59
Fio utilizado	AWG 25
Número de fios em paralelo	8
Comprimento do fio	6,3 m
Altura do entreferro calculada	0,195 cm

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o indutor de amortecimento  $L_d$  não foi realizada nenhuma metodologia de projeto, devido ao fato de que o valor de corrente através do mesmo ser muito baixa e a indutância necessária bastante pequena.

### 3.7 Análise de Perdas no Conversor

Nesta seção é realizada a modelagem das perdas nos componentes. Apresenta-se um gráfico ilustrando o percentual de perdas em cada componente. Ao fim é apresentado o rendimento teórico do conversor.

### 3.7.1 Perdas no Interruptor $S_I$

Para o interruptor do tipo *IGBT* é realizada a análise de perdas a partir dos dados do fabricante do interruptor encontrados na Tabela 3.5 e dos esforços apresentados em 3.5.1.

#### a) Perda por Condução

Através da linearização das curvas do catálogo de dados do *IGBT*, obtém-se a tensão de limiar  $V_{CE0\_S1} \cong 0,4 \text{ V}$ . Com as curvas linearizadas, a tensão coletor-emissor é uma função linear da corrente que flui através do interruptor, para o valor nominal de corrente  $I_{CN\_S1} \cong 4,3 \text{ A}$  tem-se um valor de tensão coletor-emissor  $V_{CEN\_S1} \cong 0,8 \text{ V}$ . Com estes dados, calcula-se a resistência média:

$$r_{mS1} = \frac{V_{CEN\_S1} - V_{CE0\_S1}}{I_{CN\_S1}}. \quad (3.29)$$

Substituindo valores em (3.29), obtém-se o valor da resistência média:

$$r_{mS1} = \frac{0,8 - 0,4}{4,3} \cong 92,86 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega.$$

A perda por condução no interruptor é calculada por:

$$P_{cond\_S1} = V_{CE0\_S1} \cdot I_{S1\_med} + r_{mS1} \cdot I_{S1\_ef}^2. \quad (3.30)$$

Substituindo valores em (3.30), obtém-se:

$$P_{cond\_S1} = 0,4 \cdot 4,3 + 92,86 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6^2 \cong 4,6 \text{ W}.$$

#### b) Perda por Comutação: Na Entrada em Condução

A partir da equação (2.82), é calculada a energia dissipada na entrada em condução do interruptor. Para se calcular a potência dissipada na entrada em condução multiplica-se (2.82) pelos consecutivos intervalos de tempo, o seu valor é dado por:

$$P_{on\_S1} = \frac{1}{2} \cdot I_{S1\_max} \cdot V_{S1\_max} \cdot t_{r\_S1} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta + \frac{\text{sen}(2 \cdot \theta)}{2} \right) \cdot f_s \cdot \frac{1}{\pi}. \quad (3.31)$$

Substituindo valores em (3.31), obtém-se:

$$P_{on\_S1} = \frac{1}{2} \cdot 13 \cdot 342,24 \cdot 23 \cdot 10^{-9} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - 31,38 + \frac{\text{sen}(2 \cdot 31,38)}{2} \right) \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\pi} \cong 0,6 \text{ W}.$$

*c) Perda por Comutação: No Bloqueio*

Para a perda no bloqueio do interruptor utiliza-se (2.85) e o mesmo mecanismo utilizado no item *b)*, a potência dissipada durante o bloqueio é dada por:

$$P_{off\_S1} = \frac{1}{2} \cdot I_{S1\_max} \cdot V_{S1\_max} \cdot t_{f\_S1} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta + \frac{\text{sen}(2 \cdot \theta)}{2} \right) \cdot f_s \cdot \frac{1}{\pi}. \quad (3.32)$$

Substituindo valores em (3.32), obtém-se a potência dissipada durante o bloqueio:

$$P_{off\_S1} = \frac{1}{2} \cdot 13 \cdot 342,24 \cdot 130 \cdot 10^{-9} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - 31,38 + \frac{\text{sen}(62,76)}{2} \right) \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\pi} \cong 3,4 \text{ W}.$$

*d) Perda Total no Interruptor S<sub>1</sub>*

A perda total no interruptor é representada pelo somatório de todas as perdas no interruptor, a mesma é dada por:

$$P_{S1} = P_{cond\_S1} + P_{on\_S1} + P_{off\_S1}. \quad (3.33)$$

Substituindo valores em (3.33), resulta em:

$$P_{S1} = 4,6 + 0,6 + 3,4 \cong 8,6 \text{ W}.$$

### 3.7.2 Perdas no Interruptor S<sub>2</sub>

Para o interruptor *MOSFET*, a análise de perdas é realizada a partir dos dados do interruptor encontrados na Tabela 3.6 e dos esforços apresentados no item 3.5.2.

*a) Perda por Condução*

Para o cálculo da perda por condução considera-se resistência de condução do interruptor obtida a partir do catálogo do fabricante na temperatura de operação a 100 °C. A potência dissipada na condução do interruptor é dada por:

$$P_{cond\_S2} = R_{DSon(100 \text{ °C})} \cdot I_{S2\_ef}^2. \quad (3.34)$$

Substituindo valores em (3.34), resulta em:

$$P_{cond\_S2} = 120 \cdot 10^{-3} \cdot 0,765^2 = 70 \cdot 10^{-3} \text{ W}.$$

*b) Perda por Comutação: Na Entrada em Condução*

A partir da equação (2.86) calcula-se a perda na entrada em condução do interruptor, a mesma é dada por:

$$P_{on\_S2} = I_{S2\_max} \cdot V_{S2\_max} \cdot t_{r\_S2} \cdot (1 - \cos(\theta)) \cdot f_s \cdot \frac{1}{\pi}. \quad (3.35)$$

Substituindo valores em (3.35), resulta em:

$$P_{on\_S2} = 3,5 \cdot 168 \cdot 62 \cdot 10^{-9} \cdot (1 - \cos(31,38)) \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\pi} \cong 41 \cdot 10^{-3} \text{ W}.$$

#### c) Perda por Comutação: No Bloqueio

Para as perdas no bloqueio do interruptor são calculadas a partir de (2.87), como apresentado em:

$$P_{off\_S2} = I_{S2\_max} \cdot V_{S2\_max} \cdot t_{f\_S2} \cdot (1 - \cos(\theta)) \cdot f_s \cdot \frac{1}{\pi}. \quad (3.36)$$

Substituindo valores em (3.36), resulta em:

$$P_{off\_S2} = 3,5 \cdot 168 \cdot 53 \cdot 10^{-9} \cdot (1 - \cos(31,38)) \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\pi} \cong 35 \cdot 10^{-3} \text{ W}.$$

#### d) Perda Total no Interruptor $S_2$

A perda total no interruptor é representada pelo somatório de todas as perdas no interruptor, a mesma é dada por:

$$P_{S2} = P_{cond\_S2} + P_{on\_S2} + P_{off\_S2}. \quad (3.37)$$

Substituindo valores em (3.37), resulta em:

$$P_{S2} = 7 \cdot 10^{-3} + 41 \cdot 10^{-3} + 35 \cdot 10^{-3} \cong 0,15 \text{ W}.$$

### 3.7.3 Perdas no Diodo $D_5$

A partir dos dados do diodo encontrados na Tabela 3.7 e dos esforços apresentados em 3.5.3 calculam-se as perdas no diodo.

#### a) Perda por Condução

Inicialmente, utiliza-se o método de linearização das curvas características típicas do diodo. Obtém-se a tensão de limiar  $V_{F0\_D5} \cong 0,5 \text{ V}$ . Com as curvas linearizadas, a tensão ânodo-catodo é uma função linear da corrente que flui através do diodo para o valor nominal de corrente  $I_{FN\_D5} \cong 1,38 \text{ A}$  tem-se um valor de tensão  $V_{FN\_D5} \cong 0,55 \text{ V}$ . Com estes dados, calcula-se a resistência média do diodo:



$$r_{d\_D5} = \frac{V_{FN\_D5} - V_{F0\_D5}}{I_{FN\_D5}}. \quad (3.38)$$

Substituindo valores em (3.38), obtém-se a resistência média do diodo:

$$r_{d\_D5} = \frac{0,55 - 0,5}{1,38} \cong 36 \cdot 10^{-3} \Omega.$$

A perda por condução no diodo é dada por:

$$P_{cond\_D5} = V_{F0\_D5} \cdot I_{D5\_med} + r_{d\_D5} \cdot I_{D5\_ef}^2. \quad (3.39)$$

Substituindo valores em (3.39), obtém-se:

$$P_{cond\_D5} = 0,5 \cdot 1,38 + 36 \cdot 10^{-3} \cdot 3,6^2 \cong 1,17 \text{ W}.$$

### b) Perdas por Comutação: No Bloqueio

A partir dos dados obtidos na Tabela 3.7, calcula-se a corrente de recuperação reversa do diodo:

$$I_{rr\_D5} = \frac{Q_{rr\_D5}}{t_{rr\_D5}}. \quad (3.40)$$

Substituindo valores em (3.40), resulta em:

$$I_{rr\_D5} = \frac{345 \cdot 10^{-9}}{77 \cdot 10^{-9}} \cong 4,5 \text{ A}.$$

A partir da equação (2.88) e dos dados obtidos no catálogo do fabricante, a perda no bloqueio do diodo é calculada por:

$$P_{off\_D5} = \frac{1}{2} \cdot V_{\max\_D5} \cdot I_{rr\_D5} \cdot t_{rr\_D5} \cdot (\cos(\theta) - \cos(\pi - \theta)) \cdot f_s \cdot \frac{1}{\pi}. \quad (3.41)$$

Substituindo valores em (3.41), resulta em:

$$P_{off\_D5} = \frac{1}{2} \cdot 342,24 \cdot 4,5 \cdot 77 \cdot 10^{-9} \cdot (\cos(31,38) - \cos(\pi - 31,38)) \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\pi} \cong 0,8 \text{ W}.$$

### c) Perdas Totais no Diodo

As perdas totais no diodo são representadas pelo somatório de todas as perdas no diodo, a mesma é dada por:

$$P_{D5} = P_{cond\_D5} + P_{off\_D5}. \quad (3.42)$$

Substituindo valores em (3.42), resulta em:

$$P_{D5} = 1,17 + 0,8 \cong 2 \text{ W}.$$

### 3.7.4 Perdas no Diodo $D_6$

#### a) Perdas por Condução

A partir das curvas características típicas, para o valor nominal de corrente,  $I_{FN\_D5} \cong 6,5 A$ , a queda de tensão no diodo é igual a  $0,65 V$ . Portanto, a resistência média do diodo  $D_6$  é dada por:

$$r_{d\_D6} = \frac{V_{FN\_D6} - V_{F0\_D6}}{I_{FN\_D6}}, \quad (3.43)$$

Onde:

$V_{F0\_D6}$  é a tensão de limiar, o seu valor é igual a  $0,45 V$ .

Substituindo valores em (3.43), resulta em:

$$r_{d\_D6} = \frac{0,65 - 0,45}{6,5} \cong 31 \cdot 10^{-3} \Omega.$$

A partir dos dados do diodo encontrados na Tabela 3.8, calcula-se as perdas por condução, as mesmas são dadas por:

$$P_{cond\_D6} = V_{F0\_D6} \cdot I_{md\_D6} + r_{d\_D6} \cdot I_{D6\_ef}^2. \quad (3.44)$$

Substituindo valores em (3.44), resulta em:

$$P_{cond\_D6} = 0,45 \cdot 6,5 + 31 \cdot 10^{-3} \cdot 8^2 \cong 4,9 W.$$

#### b) Perdas por Comutação: No Bloqueio

A perda no bloqueio do diodo é calculada por:

$$P_{off\_D6} = V_{max\_D6} \cdot I_{rr\_D6} \cdot t_{rr\_D6} \cdot \theta \cdot f_s \cdot \frac{1}{\pi}, \quad (3.45)$$

Onde:

$I_{rr\_D6}$  é a corrente de recuperação reversa do diodo, o seu valor é igual a  $3,34 A$ .

Substituindo valores em (3.45), resulta em:

$$P_{off\_D6} = 168 \cdot 3,34 \cdot 48 \cdot 10^{-9} \cdot 31,38 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\pi} \cong 113 \cdot 10^{-3} W.$$

#### c) Perdas Totais no Diodo

As perdas totais no diodo são representadas pelo somatório de todas as perdas no diodo, a mesma é dada por:

$$P_{D6} = P_{cond\_D6} + P_{off\_D6}. \quad (3.46)$$

Substituindo valores em (3.46), resulta em:

$$P_{D6} = 4,9 + 113 \cdot 10^{-3} \cong 5,6 \text{ W}.$$

### 3.7.5 Perdas nos Diodos da Ponte Retificadora

#### a) Perdas por Condução

A partir dos dados do diodo encontrados na Tabela 3.9, calculam-se as perdas por condução, as mesmas são dadas por:

$$P_{cond\_PR} = 4 \cdot (V_{F\_PR} \cdot I_{md\_PR}). \quad (3.47)$$

Substituindo valores em (3.47), resulta em:

$$P_{cond\_PR} = 4 \cdot (0,7 \cdot 2,2) = 6 \text{ W}.$$

### 3.7.6 Perdas no Indutor $L$

As perdas no indutor são formadas pelas perdas no enrolamento de cobre mais as do núcleo de ferrite. A metodologia de análise de perdas no indutor escolhida foi utilizada em outros trabalhos acadêmicos, como em (BRANCO, 2005) e (OLIVEIRA FILHO, 2010).

#### a) Perdas no Cobre

Os parâmetros necessários para o cálculo de perdas nos enrolamentos são apresentados na Tabela 3.18.

Tabela 3.18 – Parâmetros para o cálculo de perdas nos enrolamentos do indutor  $L$ .

Parâmetro	Valor
Resistividade do cobre a 20 °C	$\rho_{(20^\circ C)} = 1,708 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$
Coefficiente térmico do cobre	$\alpha_{Cu} = 0,00393 \text{ } ^\circ C^{-1}$
Temperatura ambiente	$T_{am} = 40 \text{ } ^\circ C$
Elevação máxima de temperatura	$\Delta T = 40 \text{ } ^\circ C$

Fonte: Oliveira Filho (2010).

A partir dos dados encontrados na Tabela 3.10 e na Tabela 3.18 são calculadas as perdas no cobre.

A resistividade do cobre é calculada para a máxima temperatura no enrolamento, a mesma é dada por:

$$\rho_{Cu(T_e)} = \rho_{Cu(20^\circ C)} \cdot [1 + \alpha_{Cu} \cdot (T_e - 20^\circ C)], \quad (3.48)$$

Onde:

$T_e$  é a temperatura efetiva.

O valor da temperatura efetiva é dado por:

$$T_e = T_{am} + \Delta T. \quad (3.49)$$

Substituindo valores em (3.49), tem-se:

$$T_e = 40 + 40 = 80 \text{ } ^\circ C.$$

Substituindo os dados da Tabela 3.18 em (3.48), obtém-se a resistividade do cobre para a temperatura efetiva:

$$\rho_{Cu(T_e)} = 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (80 - 20)] = 2,11 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot cm.$$

O volume de cobre do enrolamento é dado por:

$$V_{Cu} = N_{e\_Fc\_L} \cdot N_{fios\_L} \cdot A_{Cu\_fio22} \cdot CME_{65}. \quad (3.50)$$

Substituindo valores em (3.50), obtém-se:

$$V_{Cu} = 87 \cdot 7 \cdot 0,003255 \cdot 17,9 = 35,483 \text{ } cm^3.$$

O cálculo de perdas no cobre é dado por:

$$P_{Cu} = \rho_{Cu(T_e)} \cdot V_{Cu} \cdot J_{max}^2. \quad (3.51)$$

Substituindo valores em (3.51), obtém-se:

$$P_{Cu} = 2,11 \cdot 10^{-6} \cdot 35,48 \cdot 400^2 = 11,98 \text{ } W.$$

#### b) Perdas no Núcleo

A partir dos dados de projeto do indutor encontrados na Tabela 3.10 e na Tabela 3.18 são calculadas as perdas no núcleo.

Inicialmente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo máxima, a mesma é dada por:

$$\Delta B_{max} = \frac{\Delta I_{L\_max} \cdot B_{max}}{I_{L\_max}}. \quad (3.52)$$

O valor máximo da excursão da densidade de fluxo é obtido substituindo valores em (3.52):

$$\Delta B_{max} = \frac{1,56 \cdot 0,3}{13} \cong 0,036 \text{ } T.$$

O cálculo da perda no núcleo é obtido a partir de:

$$P_{Fe} = k \cdot f_s^x \cdot \Delta B_{max}^y \cdot V_e \cdot 10^{-3}, \quad (3.53)$$

Onde, os coeficientes  $k$ ,  $x$  e  $y$  são parâmetros relacionados com o material magnético IP12<sup>®</sup> a 80 °C, os mesmos foram obtidos a partir de (OLIVEIRA, 2001) e originalmente apresentados por (BATISTA, 1998). Estes coeficientes possuem os seguintes valores:  $k = 7,9292 \cdot 10^{-3}$ ,  $x = 1,4017$  e  $y = 2,3294$ .

Substituindo valores em (3.53), obtém-se o valor das perdas no núcleo, as mesmas são dadas por:

$$P_{Fe} = 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (25 \cdot 10^3)^{1,4017} \cdot 0,036^{2,3294} \cdot 117,3 \cdot 10^{-3} \cong 0,59 \text{ W}.$$

### c) Perdas Totais no Indutor

As perdas totais no indutor são representadas pelo somatório de todas as perdas:

$$P_L = P_{Cu} + P_{Fe}. \quad (3.54)$$

Substituindo valores em (3.54), obtém-se:

$$P_L = 11,98 + 0,59 = 12,6 \text{ W}.$$

### 3.7.7 Perdas no Indutor $L_f$

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o indutor  $L$ , as perdas no enrolamento de cobre e no núcleo de ferrite do indutor  $L_f$  são apresentadas a seguir.

#### a) Perdas no Cobre

O volume de cobre do enrolamento é dado por:

$$V_{Cu\_Lf} = N_{e\_Fc\_Lf} \cdot N_{fios\_Lf} \cdot A_{Cu\_fio25} \cdot CME_{42}. \quad (3.55)$$

Substituindo valores contidos nas Tabelas 3.15, 3.16 e 3.17 em (3.55), obtém-se:

$$V_{Cu\_Lf} = 59 \cdot 8 \cdot 0,001624 \cdot 10,22 = 7,83 \text{ cm}^3.$$

O cálculo das perdas no cobre é dado por:

$$P_{Cu\_Lf} = \rho_{Cu(T_e)} \cdot V_{Cu\_Lf} \cdot J_{max}^2. \quad (3.56)$$

Substituindo o valor do volume de cobre em (3.56), obtém-se as perdas no cobre:

$$P_{Cu\_Lf} = 2,11 \cdot 10^{-6} \cdot 7,382 \cdot 400^2 = 2,64 \text{ W}.$$

#### b) Perdas no Núcleo

A partir dos dados de projeto do indutor encontrados na Tabela 3.10 e na Tabela 3.18 são calculadas as perdas no núcleo.

Inicialmente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo máxima, a mesma é dada por:

$$\Delta B_{max\_Lf} = \frac{V_{Lf\_ef} \cdot 10^4}{K_f \cdot N_{e\_Fc\_Lf} \cdot f_r \cdot A_{e\_42}}. \quad (3.57)$$

Substituindo valores em (3.57), obtêm-se:

$$\Delta B_{max\_Lf} = \frac{1,324 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 8 \cdot 60 \cdot 2,35} \cong 0,358 \text{ T}.$$

O cálculo da perda no núcleo é obtido a partir de:

$$P_{Fe\_Lf} = k \cdot f_r^x \cdot \Delta B_{max\_Lf}^y \cdot V_{e\_42} \cdot 10^{-3}. \quad (3.58)$$

Substituindo os valores em (3.58), obtêm-se:

$$P_{Fe\_Lf} = 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 60^{1,4017} \cdot 0,358^{2,3294} \cdot 23,3 \cdot 10^{-3} \cong 5 \cdot 10^{-3} \text{ W}.$$

### c) Perdas Totais no Indutor

As perdas totais no indutor são representadas pelo somatório de todas as perdas:

$$P_{Lf} = P_{Cu\_Lf} + P_{Fe\_Lf}. \quad (3.59)$$

Substituindo os valores em (3.59), obtêm-se:

$$P_{Lf} = 2,64 + 5 \cdot 10^{-3} \cong 2,64 \text{ W}.$$

## 3.7.8 Perdas no Capacitor $C_o$

### a) Perdas por Condução

As perdas por condução no capacitor eletrolítico do barramento de saída são dadas por:

$$P_{Co} = R_{se} \cdot I_{ef\_Co}^2. \quad (3.60)$$

Substituindo os valores em (3.60), obtêm-se:

$$P_{Co} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 1,82^2 \cong 0,16 \text{ W}.$$

## 3.7.9 Perdas Totais no Conversor

As perdas totais do conversor são representadas pelo somatório das perdas em todos os componentes:

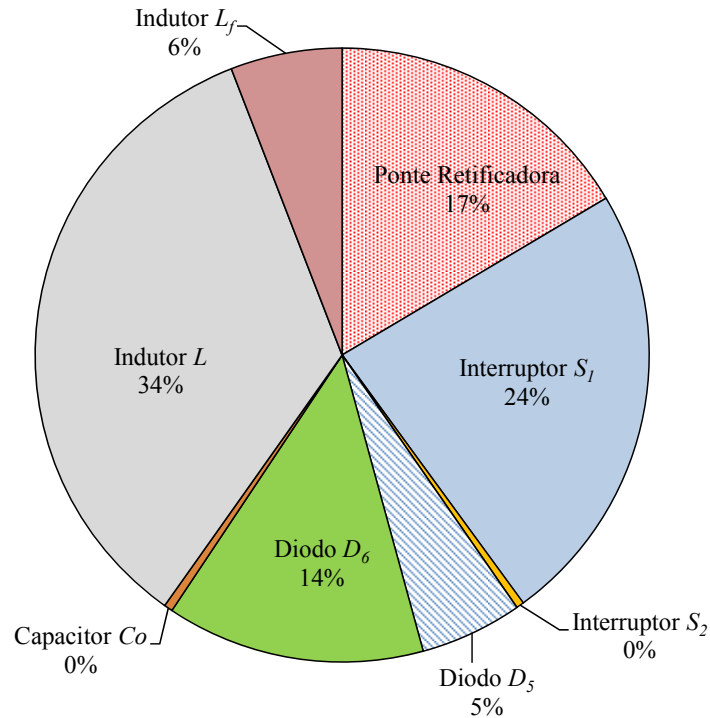
$$Perdas = P_{S1} + P_{S2} + P_{D5} + P_{D6} + P_{PR} + P_L + P_{Lf} + P_{Co}. \quad (3.61)$$

Substituindo os valores perdas em cada elemento em (3.61), obtém-se:

$$Perdas = 8,6 + 0,15 + 2 + 5,6 + 6 + 12,6 + 2,64 + 0,16 = 37,75 \text{ W}.$$

A Figura 3.3 ilustra o percentual de perdas em cada componente do conversor.

Figura 3.3 – Gráfico de perdas nos componentes do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.7.10 Rendimento Teórico do Conversor

O rendimento teórico do conversor operando com comutação dissipativa e com potência nominal é dado por:

$$\eta_t = \frac{1}{1 + \frac{Perdas}{P_o}} \quad (3.62)$$

Substituindo valores em (3.62), obtém-se:

$$\eta_t = \frac{1}{1 + \frac{37,75}{1 \cdot 10^3}} \cdot 100\% \cong 96,44\%.$$

### **3.8 Considerações Finais**

Neste capítulo foi apresentado um exemplo de projeto para o carregador de baterias para veículos elétricos e realizado o projeto dos componentes do circuito de potência do conversor. A quantificação da potência processada para cada modo de operação foi apresentada. A modelagem das perdas nos componentes do conversor e o rendimento teórico estimado foram apresentados.



## 4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

### 4.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo é apresentada a estratégia de controle adotada para o carregador de baterias. Inicialmente, é realizada a modelagem do conversor a partir do modelo da chave *PWM* aplicada a cada modo de operação do conversor para determinar as funções de transferência que relacionam as variáveis de controle. A técnica de controle é baseada nos valores médios instantâneos e apresenta duas malhas de controle da corrente no indutor, uma para cada modo de operação do conversor. O projeto dos controladores foi realizado no plano  $w$ . A implementação do circuito é realizada de forma digital, pelo fato de que o carregador necessita de um sistema de supervisão para o carregamento das baterias.

### 4.2 Estratégia de Controle Utilizada

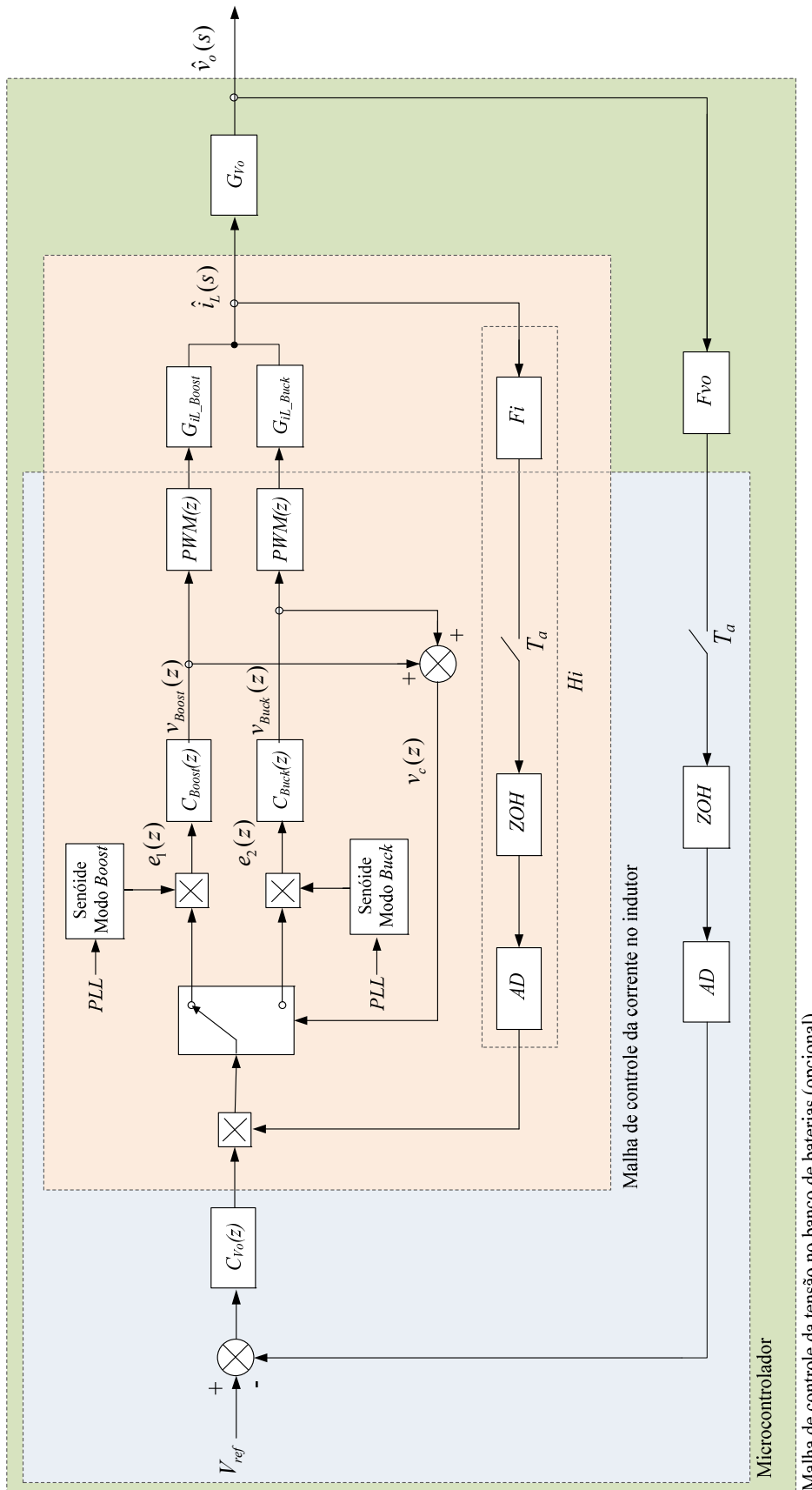
A estratégia de controle utilizada é baseada na técnica de controle por modo corrente média (*Average Current Mode Control - ACMC*) apresentada por (DIXON, 1999). Para a aplicação no carregador de baterias, a mesma consiste em duas malhas de controle da corrente no indutor, uma para cada modo de operação do conversor. O uso da malha de tensão para controlar a tensão de saída torna-se somente um requisito para a proteção das baterias, devido ao fato do carregador possuir característica de fonte de tensão constante na saída. O diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada é ilustrado na Figura 4.1.

Na técnica de controle adotada, a corrente no indutor é amostrada através de um sensor de corrente isolado e uma referência para corrente no indutor é gerada no microcontrolador. Na Figura 4.2 é ilustrado o formato de referência da corrente no indutor  $L$ .

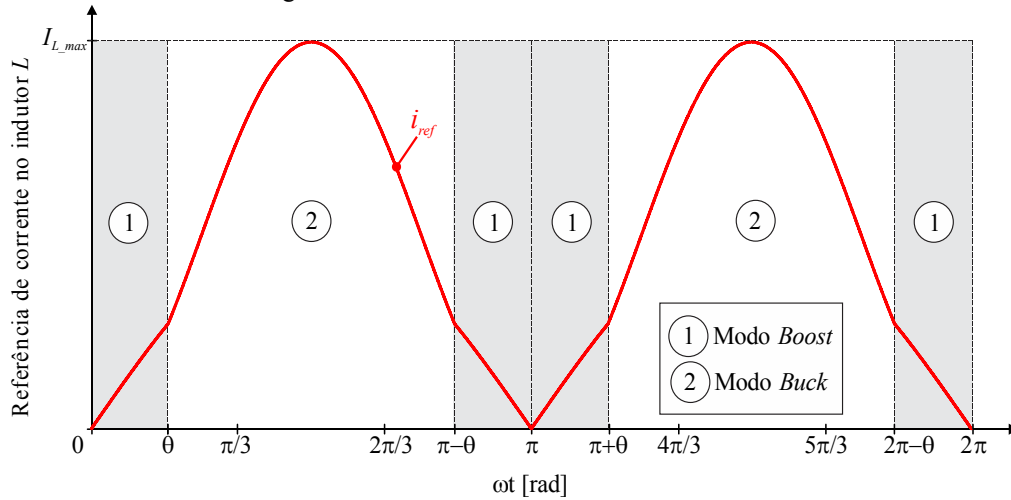
Na estratégia de controle adotada (malha de corrente), um controlador é utilizado para cada modo de operação e a passagem de um modo para outro é dada a partir do nível da tensão de controle equivalente. Esta tensão de controle é obtida a partir da soma dos sinais de saída dos controladores, a mesma é realimentada para tomar a decisão em qual modo o conversor deve operar.

Analisando individualmente, se o valor do sinal de controle do modo *Boost* estiver chegando próximo do valor zero, a passagem para o modo *Buck* é realizada. E quando o sinal do modo *Buck* se aproxima do valor unitário, ocorre a passagem para o modo *Boost*. Este processo ocorre de forma cíclica.

Figura 4.1 – Diagrama de blocos da estratégia de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.2 – Referência da corrente no indutor  $L$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 4.3 Modelagem do Conversor

A modelagem do conversor é realizada através do modelo da chave *PWM* proposto por (VORPÉRIAN, 1990). A partir do modelo do conversor com a inserção da chave *PWM* podem ser obtidas as suas funções de transferência.

Para se determinar a função de transferência exata para controlar a corrente no indutor variando a razão cíclica considerando a perturbação na tensão de entrada nula é representada por:

$$G_{i_L}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i(s)=0} \quad (4.1)$$

Para se determinar a função de transferência para controlar a tensão de saída variando a corrente no indutor considerando a perturbação na razão cíclica nula é dada por:

$$G_{v_o}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \quad (4.2)$$

A função de transferência da impedância de entrada do conversor vista pelo filtro é representada por:

$$Z_{in}(s) = \left. \frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{i}_i(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \quad (4.3)$$

A seguir é calculado o modelo matemático do banco de baterias e as funções de transferência para cada modo de operação do conversor são determinadas.

### 4.3.1 Modelo Matemático do Banco de Baterias

O modelo matemático de uma bateria consiste em uma resistência  $R_{bat}$ , resistência interna da bateria, em série com um capacitor  $C_{bat}$  de alta capacitância. A resistência da bateria tem que ser considerada porque provoca um efeito de ondulação que deve ser atenuado, segundo (OLIVEIRA FILHO, 2010).

A resistência equivalente do banco de baterias  $R_{bat}$  é determinada por:

$$R_{bat} = \frac{N_{bat} \cdot R_i}{N_{Ar\_bat}}, \quad (4.4)$$

Substituindo os valores da Tabela 3.2 e da Tabela 3.3 em (4.4), o valor da resistência é igual a:

$$R_{bat} = \frac{12 \cdot 20 \text{ m}\Omega}{3} = 80 \text{ m}\Omega.$$

O cálculo da capacitância  $C_{bat}$  é determinado por:

$$C_{bat} = \frac{3600 \cdot C_{apAh}}{N_{bat} \cdot V_{flut}}, \quad (4.5)$$

Onde:

$V_{flut}$  é a tensão de flutuação de uma bateria.

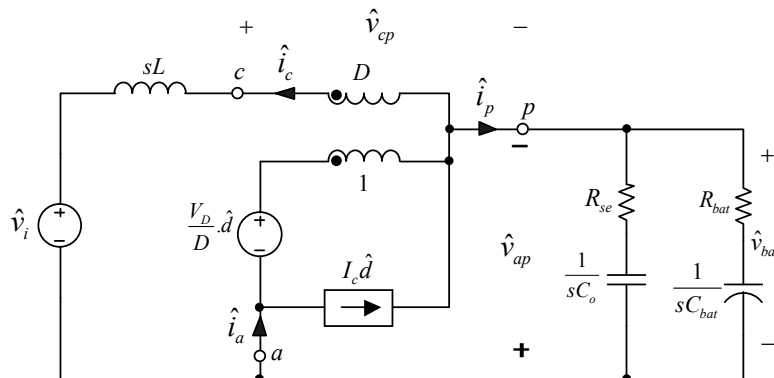
Substituindo os valores da Tabela 3.3 em (4.5), o valor da capacitância é igual a:

$$C_{bat} = \frac{3600 \cdot 36Ah}{12 \cdot 13,5 V} = 800 F.$$

### 4.3.2 Funções de Transferência do Conversor no Modo *Boost*

Aplicando o modelo da chave PWM ao conversor no modo *Boost*, o mesmo é ilustrado na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Conversor *Boost* com a inserção do modelo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para se determinar a função de transferência exata da corrente no indutor pela razão cíclica para o modo *Boost* utiliza-se o circuito de pequenos sinais apresentado na Figura 4.3, considerando a tensão de entrada sem nenhuma variação. Esta função é dada por:

$$G_{iL\_Boost}(s) = \frac{s^2 \cdot \left[ C_{eq} \cdot R_{se} \cdot I_{ef} + \frac{R_{eq} \cdot C_{eq} \cdot V_o}{D_{nom}'^2} \right] + s \left[ (K_{Co} + K_{bat}) I_{ef} + \frac{V_o (C_o + C_{bat})}{D_{nom}'^2} \right] + I_{ef}}{s^3 \cdot \frac{L \cdot R_{eq} \cdot C_{eq}}{D_{nom}'^2} + s^2 \cdot L \cdot C_{eq} \left[ R_{se} \cdot R_{bat} + \frac{1}{D_{nom}'^2} \right] + s \cdot (K_{Co} + K_{bat}) + 1} \quad (4.6)$$

Onde:

$$\begin{cases} D_{nom}' = 1 - D_{nom}, \\ C_{eq} = C_o \cdot C_{bat}, \\ R_{eq} = R_{se} + R_{bat}, \\ K_{Co} = R_{se} \cdot C_o, \\ K_{bat} = R_{bat} \cdot C_{bat}. \end{cases}$$

Visando uma simplificação na modelagem, foi considerada uma carga resistiva na saída do conversor. Os modelos obtidos com esta carga são utilizados no projeto dos controladores. A função de transferência considerando uma carga resistiva é dada por:

$$G_{iL\_Boost}(s) = \frac{s \cdot \left( \frac{I_{ef} \cdot C_o \cdot R_{se}}{(1 - D_{Boost})} + \frac{V_o \cdot C_o \cdot (1 + R_{se})}{(1 - D_{Boost})^2} \right) + \frac{R_o \cdot (1 - D_{Boost}) + V_o}{R_o \cdot (1 - D_{Boost})^2}}{s^2 \cdot \frac{L \cdot C_o \cdot \left( \frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right)}{(1 - D_{Boost})^2} + s \cdot \left( C_o \cdot R_{se} + \frac{L}{R_o \cdot (1 - D_{Boost})^2} \right) + 1} \quad (4.7)$$

Onde:

$R_o$  é a resistência de carga.

A função de transferência para controlar a tensão de saída variando a corrente no indutor considerando a perturbação na razão cíclica nula é determinada a partir de:

$$G_{vo\_Boost}(s) = \frac{[s \cdot C_o \cdot R_{se} + 1] R_o (1 - D_{Boost})}{s \cdot C_o (R_o + R_{se}) + 1} \quad (4.8)$$

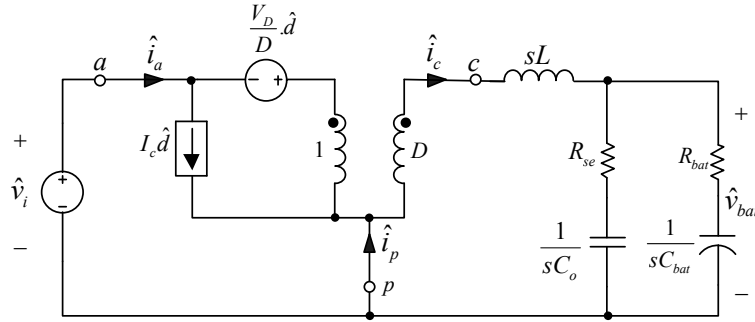
A função de transferência da impedância de entrada do conversor vista pelo filtro de entrada é determinada a partir de:

$$Z_{in\_Boost}(s) = \frac{\left[ s^2 \cdot L \cdot C_o (R_o + R_{se}) + s \left[ L + R_o \cdot R_{se} \cdot C_o (1 - D_{Boost})^2 \right] \right] + R_o (1 - D_{Boost})^2}{s \cdot C_o (R_o + R_{se}) + 1} \quad (4.9)$$

### 4.3.3 Funções de Transferência do Conversor no Modo *Buck*

Aplicando o modelo da chave *PWM* ao conversor no modo *Buck*. A Figura 4.4 ilustra o modelo de pequenos sinais do conversor considerando o modelo matemático do banco de baterias.

Figura 4.4 – Conversor *Buck* com a inserção do modelo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para se determinar a função de transferência de (4.1) utiliza-se o circuito de pequenos sinais apresentado na Figura 4.4, considera-se a tensão de entrada sem nenhuma variação. A função de transferência considerando o modelo da bateria é dada por:

$$G_{iL\_Buck}(s) = \frac{[s^2 \cdot C_{eq} \cdot R_{eq} + s \cdot C_{eq}] \cdot V_{iefnom}}{s^3 \cdot L \cdot C_{eq} \cdot R_{eq} + s^2 (L \cdot (C_o + C_{bat}) + R_{se} \cdot R_{bat} \cdot C_{eq}) + s(K_{Co} + K_{bat}) + 1} \quad (4.10)$$

A função de transferência considerando uma carga resistiva é dada por:

$$G_{iL\_Buck}(s) = \frac{\left[ s \cdot C_o \cdot \left( \frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) + \frac{1}{R_o} \right] \cdot V_{iefnom}}{s^2 \cdot L \cdot C_o \cdot \left( \frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) + s \cdot \left( C_o \cdot R_o + \frac{L}{R_o} \right) + 1} \quad (4.11)$$

A função de transferência para controlar a tensão de saída variando a corrente no indutor considerando a perturbação na razão cíclica nula é determinada a partir de:

$$G_{vo\_Buck}(s) = \frac{s \cdot C_o \cdot R_{se} \cdot R_o + R_o}{s \cdot C_o (R_o + R_{se}) + 1} \quad (4.12)$$

A impedância de entrada do conversor vista pelo filtro é determinada a partir de:

$$Z_{in\_Buck}(s) = \frac{s^2 \cdot L \cdot C_o (R_o + R_{se}) + s(L + R_o \cdot R_{se} \cdot C_o) + R_o}{s \cdot C_o (R_o + R_{se}) + 1} \cdot \frac{1}{D_{Buck}^2} \quad (4.13)$$

Após a determinação das funções de transferência, nas próximas seções será detalhado o projeto dos controladores.

#### 4.4 Introdução ao Plano $w$

Para se realizar o projeto de controladores de forma discreta de maneira simplificada utilizando as mesmas metodologias empregadas no projeto de controladores contínuos, para tanto é necessário utilizar a Transformação Bilinear ou Transformação  $w$ , apresentada em (KLEPL, 1986).

Considerando que os métodos de projeto de controladores discretos envolvem expressões matemáticas relativamente complexas, usar os métodos de resposta em frequência, onde o ganho e a fase do sistema são determinados em função da frequência, permite adquirir experiência no projeto de controladores digitais de um modo mais simples (HOLDEFER, 2004).

Na transformação é realizado um remapeamento da variável complexa em um novo plano, chamado pseudocontínuo, onde a variável  $z$  em função de  $w$  é representada por:

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2} \cdot w}{1 - \frac{T_a}{2} \cdot w}. \quad (4.14)$$

Onde:

$T_a$  é o período de amostragem do sinal.

Após a transformação de uma função de transferência no plano  $z$  para o  $w$ , os métodos de resposta em frequência podem ser estendidos para sistemas de controle de tempo discreto, onde a relação é dada por:

$$w = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1}. \quad (4.15)$$

Desta forma, o projeto de controladores torna-se interessante para serem realizados no plano  $w$ . Detalhes sobre o plano  $w$  podem ser encontrados em (KUO, 1992) e (BARCZAK, 1995). Em (XIMENES, 2012) e (BATISTA, 2006) foi realizado o projeto dos controladores no plano  $w$ .

#### 4.5 Projeto dos Controladores

Nesta seção é apresentada a metodologia utilizada para o projeto dos controladores.

Inicialmente, considera-se na implementação digital a frequência de comutação dos interruptores igual a 24960 Hz.

Em relação ao valor da frequência de amostragem, segundo (HOLDEFER, 2004), deve ser considerado igual ao valor da frequência de comutação. Essa escolha é preferível devido ao fato de que o *timer* do dispositivo microcontrolador é utilizado tanto para sincronizar a amostragem do sinal como para a geração de pulsos *PWM*, facilitando a programação.

O ganho do modulador *PWM* é dado por:

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_T}, \quad (4.16)$$

Onde:

$V_T$  é o valor de pico da portadora implementada digitalmente, adimensional.

A amostragem de corrente apresenta um ganho em função do elemento de medição a ser utilizado e do conversor analógico-digital. Uma planilha para o cálculo do ganho da amostragem de corrente é apresentada no apêndice A.2.

As especificações e as considerações para o projeto dos controladores são listadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Especificações para o projeto dos controladores.

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Frequência de comutação digital	$f_{si} = 24960 \text{ Hz}$
Frequência de amostragem	$f_a = 24960 \text{ Hz}$
Valor de pico da triangular digital	$V_T = 1200$
Ganho do <i>PWM</i>	$G_{PWM} = 0,00083$
Ganho da amostragem de corrente	$H_i = 10,33$

Fonte: Elaborada pelo autor.

A função de transferência de laço aberto sem controlador para o modo *Boost* é dada por:

$$FT_{SC\_Boost} = G_{iL\_Boost}(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_i \cdot G_{f_{pb}}. \quad (4.17)$$

O ganho do filtro passa-baixa de primeira ordem é dado por:

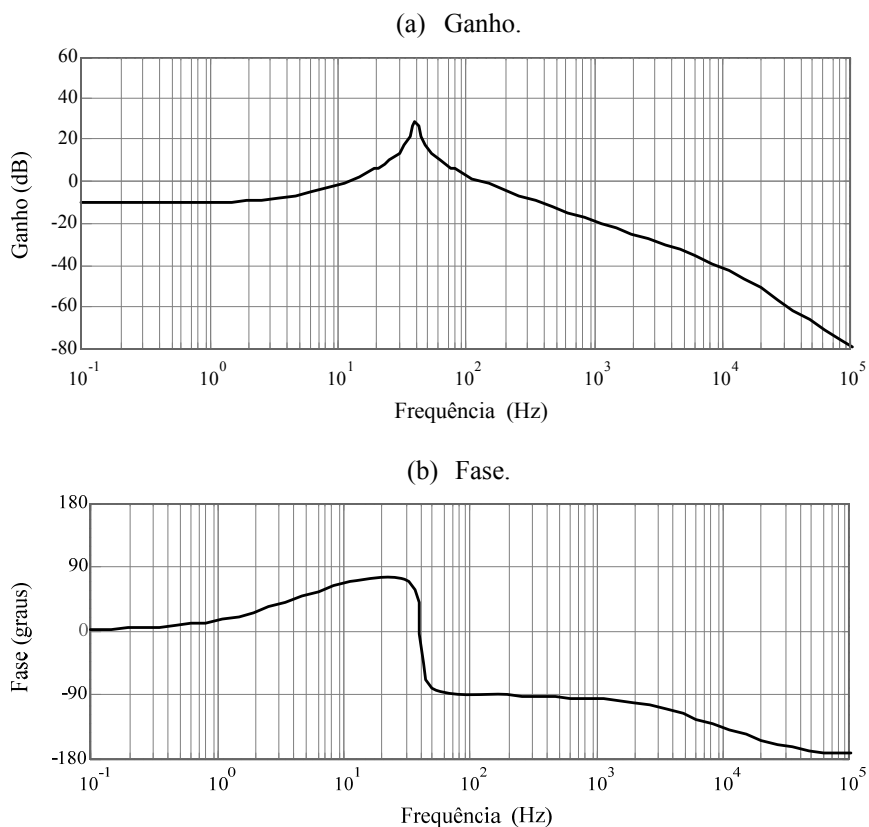
$$G_{f_{pb}} = \frac{1}{R_{pb}C_{pb}s + 1}. \quad (4.18)$$

O filtro foi sintonizado na frequência de comutação dos interruptores e a resistência  $R_{pb}$  foi considerada como a resistência interna do sensor de corrente ACS712 da Allegro, o mesmo possui o valor igual a 1,7 k $\Omega$  (ALLEGRO, 2012).



O digrama de *Bode* da função de transferência de laço aberto para o modo *Boost* é mostrado na Figura 4.5.

Figura 4.5 – Digrama de *Bode* da função de transferência de laço aberto para o modo *Boost*: (a) Ganho, (b) Fase.



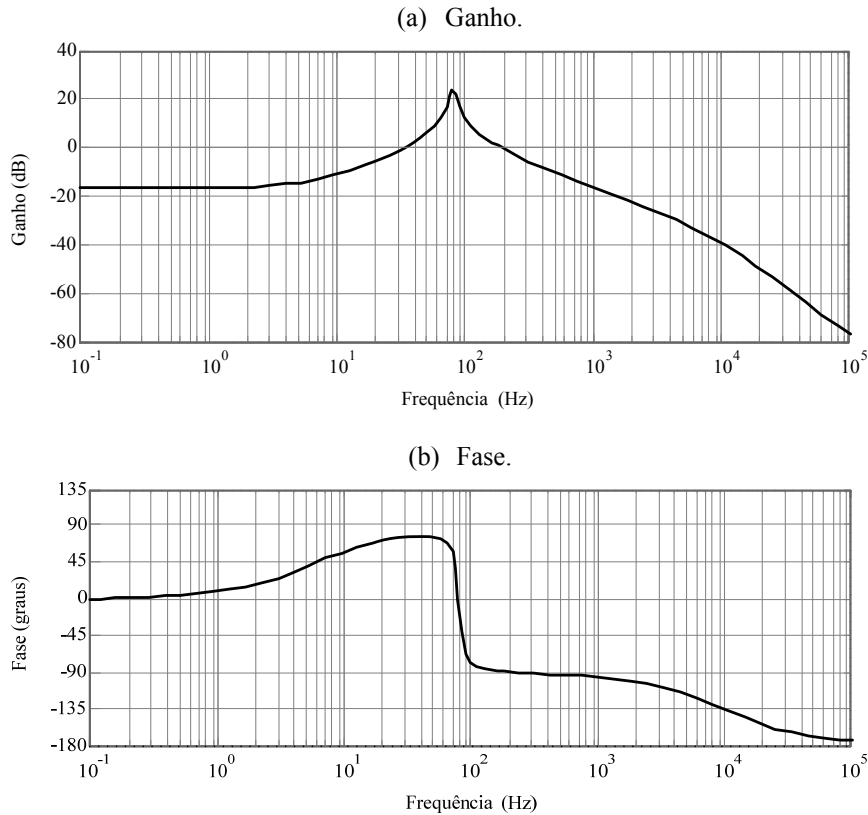
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o modo *Buck*, a função de transferência de laço aberto é dada por:

$$FT_{SC\_Buck} = G_{iL\_Buck}(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_i \cdot G_{fbb}. \quad (4.19)$$

O digrama de *Bode* da função de transferência de laço aberto para o modo *Buck* é mostrado na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Digrama de *Bode* da função de transferência de laço aberto para o modo *Buck*: (a) Ganho, (b) Fase.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O procedimento para discretização das funções de transferência foi realizado com o auxílio do *software MATLAB*. O método de discretização escolhido foi o *ZOH (Zero-Order Hold)*. Em seguida a função de transferência no plano  $z$  deve ser transformada para o plano pseudocontínuo utilizando o método de aproximação de *Tustin*.

A definição da frequência de cruzamento de laço aberto do sistema, ou frequência da banda passante, deve ser considerada cerca de 6 vezes abaixo da frequência de amostragem, segundo (HOLDEFER, 2004). Para o projeto definiu-se a frequência de cruzamento da planta para o modo *Boost* igual a:

$$f_{c\_Boost} = \frac{f_{si}}{8}. \quad (4.20)$$

Substituindo o valor da frequência de comutação implementada digitalmente em (4.20), tem-se:

$$f_{c\_Boost} = \frac{24960}{8} = 3120 \text{ Hz}.$$

Para o modo *Buck*,

$$f_{c\_Buck} = \frac{f_{si}}{10}. \quad (4.21)$$

Substituindo o valor da frequência de comutação implementada digitalmente em (4.21), tem-se:

$$f_{c\_Buck} = \frac{24960}{10} = 2496 \text{ Hz}.$$

O controlador utilizado no projeto para as duas malhas de controle da corrente foi o Proporcional-Integral (PI) e foram adotados os procedimentos da alocação de pólos. Onde o zero do controlador é alocado abaixo da frequência de cruzamento, para o modo *Boost* foi adotado:

$$f_{z\_Boost} = \frac{f_{c\_Boost}}{4}. \quad (4.22)$$

Substituindo o valor da frequência de cruzamento da planta em (4.22), tem-se:

$$f_{z\_Boost} = \frac{3120}{4} = 780 \text{ Hz}.$$

Para o modo *Buck* foi adotado o seguinte critério:

$$f_{z\_Buck} = \frac{f_{c\_Buck}}{5}. \quad (4.23)$$

Substituindo o valor da frequência de cruzamento da planta para o modo *Buck* em (4.23), tem-se:

$$f_{z\_Buck} = \frac{2496}{5} = 499,2 \text{ Hz}.$$

Mesmo que o plano  $w$  reconstrua o plano  $s$  geometricamente, o eixo de frequência no plano  $w$  é distorcido (HOLDEFER, 2004). A correção das frequências é obtida a partir da relação apresentada em:

$$\bar{v} = \frac{2}{T_a} \cdot \tan\left(\frac{v \cdot T_a}{2}\right), \quad (4.24)$$

Onde:

$\bar{v}$  é a frequência real a ser convertida ao plano  $w$ .

Substituindo os valores da frequência de cruzamento e do zero em (4.24), obtêm-se as frequências corrigidas para cada modo de operação do conversor.

A frequência de cruzamento para o modo *Boost*, o valor corrigido é dado por:

$$\bar{v}_{c\_Boost} = \frac{2}{40,064 \cdot 10^{-6}} \cdot \tan\left(\frac{2\pi \cdot 3120 \cdot 40,064 \cdot 10^{-6}}{2}\right) = 20678 \text{ rad/s}.$$

O valor corrigido da frequência do zero do controlador para o modo *Boost* é dado por:

$$\bar{v}_{z\_Boost} = \frac{2}{40,064 \cdot 10^{-6}} \cdot \tan\left(\frac{2\pi \cdot 780 \cdot 40,064 \cdot 10^{-6}}{2}\right) = 4916,69 \text{ rad/s}.$$

Para o modo *Buck*, o valor corrigido da frequência de cruzamento é dado por:

$$\bar{v}_{c\_Buck} = \frac{2}{40,064 \cdot 10^{-6}} \cdot \tan\left(\frac{2\pi \cdot 2496 \cdot 40,064 \cdot 10^{-6}}{2}\right) = 16220 \text{ rad/s}.$$

O valor corrigido da frequência do zero do controlador para o modo *Buck* é dado por:

$$\bar{v}_{z\_Buck} = \frac{2}{40,064 \cdot 10^{-6}} \cdot \tan\left(\frac{2\pi \cdot 499,2 \cdot 40,064 \cdot 10^{-6}}{2}\right) = 3140,7 \text{ rad/s}.$$

A função de transferência do controlador no plano  $w$  para o modo *Boost* é dado por:

$$C_{Boost}(w) = K_{c\_Boost} \cdot \frac{(w + \bar{v}_{z\_Boost})}{w}, \quad (4.25)$$

Onde:

$K_{c\_Boost}$  é o ganho do controlador para modo *Boost*.

Para o modo *Buck*, a função de transferência do controlador é dado por:

$$C_{Buck}(w) = K_{c\_Buck} \cdot \frac{(w + \bar{v}_{z\_Buck})}{w}, \quad (4.26)$$

Onde:

$K_{c\_Buck}$  é o ganho do controlador para modo *Buck*.

O projeto dos controladores foi realizado com o auxílio da ferramenta *SISO Design Tool* do *MATLAB* (MATHWORKS, 2013). Os ganhos dos controladores são obtidos através dos códigos apresentados no apêndice A.3.

Substituindo o ganho do controlador para o modo *Boost* em (4.25), tem-se:

$$C_{Boost}(w) = 26,71 \cdot \frac{(w + 4916,69)}{w}.$$

Substituindo o ganho do controlador para o modo *Buck* em (4.26), tem-se:

$$C_{Buck}(w) = 15,61 \cdot \frac{(w + 3140,7)}{w}.$$

Utilizando o método de *Tustin*, o controlador no plano  $w$  é transformado para o plano discreto. O controlador discretizado para o modo *Boost* é dado por:

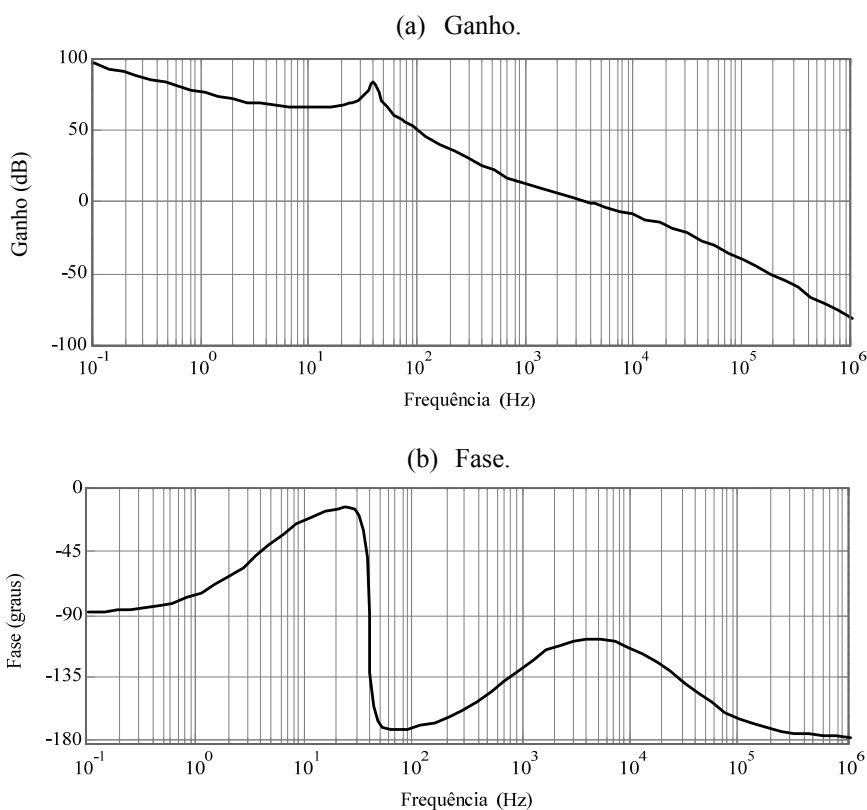
$$C_{Boost}(z) = 29,34 \cdot \frac{(z - 0,82)}{z - 1}.$$

Para o modo *Buck*, o controlador discretizado é dado por:

$$C_{Buck}(z) = 16,59 \cdot \frac{(z - 0,88)}{z - 1}.$$

Para o modo *Boost*, a Figura 4.7 mostra o digrama de *Bode* do sistema compensado. O sistema apresenta uma frequência de cruzamento igual 3,46 *kHz* e uma margem de fase de 71,4 graus.

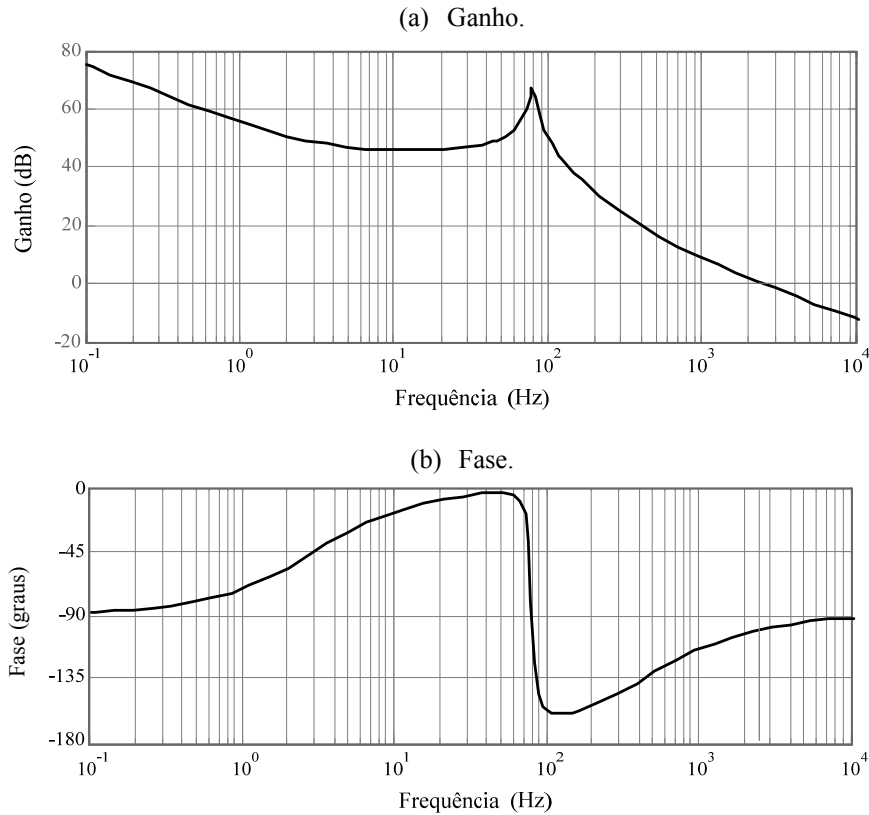
Figura 4.7 – Digrama de *Bode* do sistema compensado no modo *Boost*:  
(a) Ganho, (b) Fase.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.8 mostra o digrama de *Bode* do sistema compensado para o modo *Buck*. A partir da resposta em frequência, é observado que o controlador atende as especificações, pois apresenta uma frequência de cruzamento igual 2,55 *kHz* e uma margem de fase de 79,6 graus.

Figura 4.8 – Digrama de *Bode* do sistema compensado no modo *Buck*:  
(a) Ganho, (b) Fase.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A equação a diferença do controlador para o modo *Boost* é dada por:

$$PI_{Boost}[k] = A_{0\_Boost} \cdot erro_{Boost}[k] - A_{1\_Boost} \cdot erro_{Boost}[k-1] + PI_{Boost}[k-1]. \quad (4.27)$$

Onde,  $A_{0\_Boost}$  e  $A_{1\_Boost}$  são os coeficientes da equação, os seus valores são iguais a 29,35 e 24,1, respectivamente.

$erro_{Boost}[k]$  é a diferença entre o sinal de referência e a amostra da corrente no indutor.

Para o modo *Buck*, a equação para o controlador é dada por:

$$PI_{Buck}[k] = A_{0\_Buck} \cdot erro_{Buck}[k] - A_{1\_Buck} \cdot erro_{Buck}[k-1] + PI_{Buck}[k-1]. \quad (4.28)$$

Onde, os coeficientes  $A_{0\_Buck}$  e  $A_{1\_Buck}$  possuem os valores iguais a 16,59 e 14,63, respectivamente.

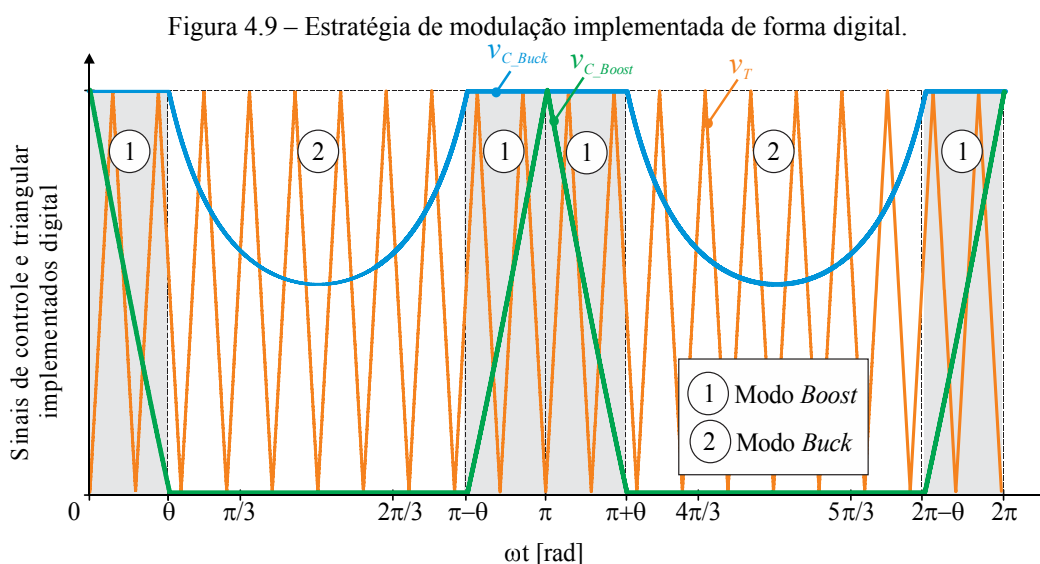
Através dos valores destes coeficientes são implementadas as equações a diferença para o controle do conversor. Na simulação computacional do conversor e na implementação no microcontrolador são utilizados estes coeficientes, só que na forma de inteiro. O código do controle utilizado na simulação é apresentado no apêndice A.4.

## 4.6 Implementação Digital

Nesta seção é apresentada a metodologia utilizada na implementação do controle no dispositivo microcontrolador. Para a implementação do controle foi utilizado um dispositivo *DSC (Digital Signal Controller)*, referência dsPIC30F4011, do fabricante *Microchip* (MICROCHIP, 2013). O código utilizado no dispositivo é apresentado no apêndice A.5.

A referência da corrente no indutor  $L$  possui o formato ilustrado na Figura 4.2. Para o modo *Boost* a lei de controle possui o formato de um seno e para o modo *Buck* o formato é de um seno ao quadrado. Para gerar a referência desta corrente foram utilizadas duas tabelas de seno com 208 pontos cada, uma para cada modo de operação.

Devido às limitações encontradas no dispositivo microcontrolador, onde as configurações dos registradores de tempo não possibilitam implementação da modulação utilizada em (BASCOPE; BARBI, 1999). A estratégia de modulação implementada no dispositivo consiste em apenas uma portadora e dois sinais de controle como ilustrado na Figura 4.9. Estes sinais de controle são as saídas dos controladores de corrente e o sinal da portadora utilizado é uma triangular. Na implementação digital, a comparação entre o sinal da triangular e as tensões de controle geram os pulsos de acionamento dos interruptores.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada a estratégia de controle adotada para o carregador de baterias. A modelagem do conversor a partir do modelo da chave *PWM* aplicada a cada modo de operação do conversor foi apresentada. A técnica de controle é baseada nos valores médios instantâneos e consiste em duas malhas de controle da corrente no indutor, uma para cada modo de operação do conversor. O projeto dos controladores foi realizado no plano  $w$  e a implementação do controle foi realizada de forma digital em um microcontrolador.





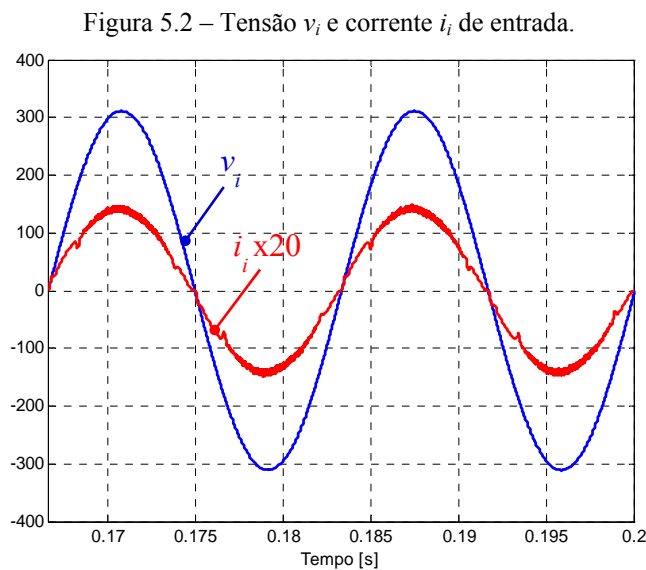
## 5.2 Resultados de Simulação

A simulação computacional do conversor foi realizada no *software* PSIM<sup>®</sup>. O código de controle digital do conversor foi implementado em um bloco interpretador da linguagem C. O circuito esquemático e o código do controle digital utilizados na simulação são apresentados no apêndice A.4. Os resultados obtidos são apresentados a seguir.

### 5.2.1 Resultados Preliminares

Para os testes preliminares foi utilizada uma fonte de tensão CC em paralelo com uma resistência para fornecer a característica de fonte de tensão constante na saída do conversor. Os resultados apresentados a seguir são para as condições de tensão nominal de entrada, referência de corrente máxima, e tensão constante na saída.

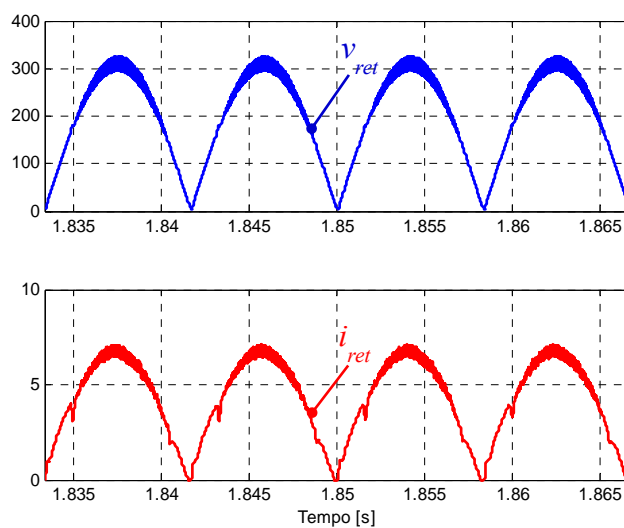
A tensão e a corrente de entrada antes do filtro apresentam um formato senoidal, como mostrado na Figura 5.2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.2 são observadas as formas de onda da tensão e corrente, o fator de potência apresentado para a condição de potência nominal é igual 99,76. A taxa de distorção harmônica apresentada pela forma de onda da corrente de entrada é igual a 4,3%.

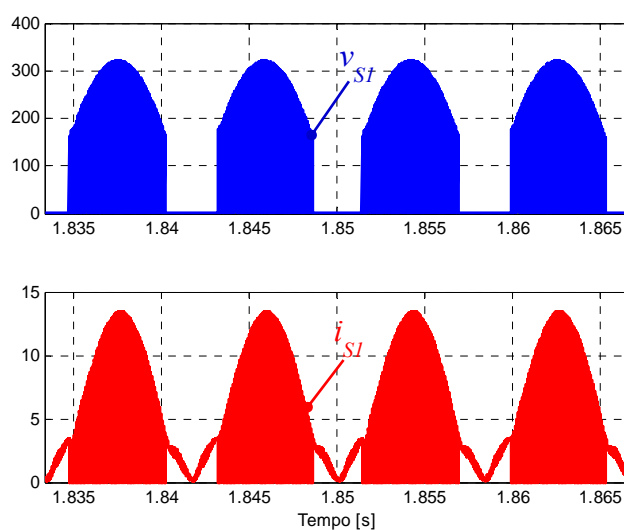
Figura 5.3 – Tensão  $v_{ret}$  e corrente  $i_{ret}$  após a ponte retificadora.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como citado na análise da comutação, no Item 2.4, as formas da tensão e corrente através do interruptor  $S_I$  apresentam um formato senoidal retificado, como apresentado na Figura 5.4.

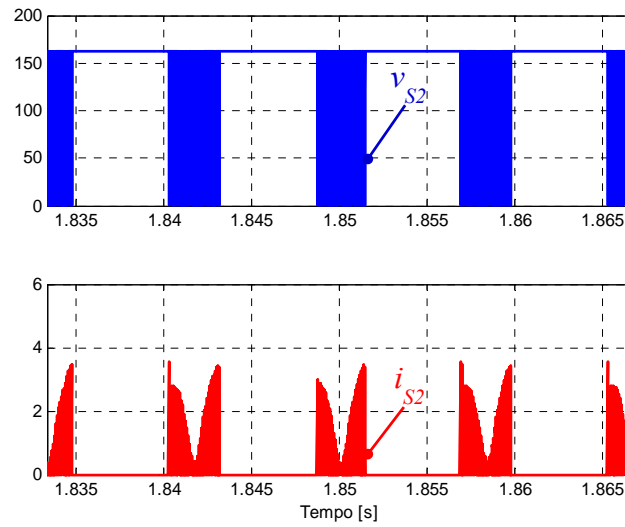
Figura 5.4 – Tensão  $v_{SI}$  e corrente  $i_{SI}$  no interruptor  $S_I$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o interruptor  $S_2$ , o valor máximo de tensão é igual a tensão na bateria e a corrente através do interruptor apresenta um formato senoidal retificado nos instantes de condução, como apresentado na Figura 5.5.

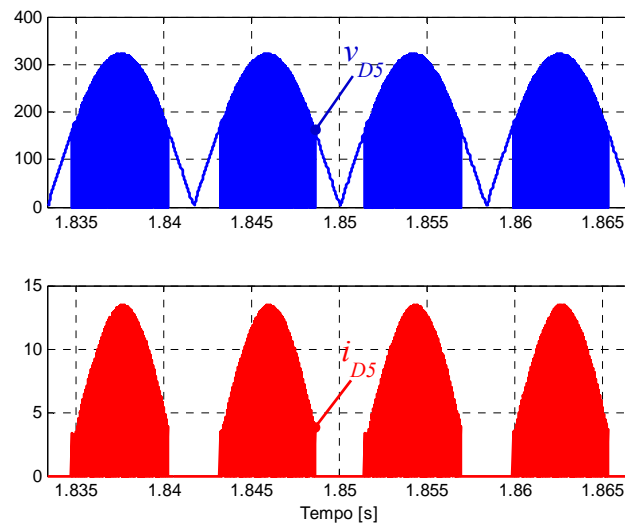
Figura 5.5 – Tensão  $v_{S2}$  e corrente  $i_{S2}$  no interruptor  $S_2$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim como no interruptor  $S_1$ , a tensão e a corrente através do diodo  $D_5$  apresentam um formato senoidal retificado, como mostrado na Figura 5.6.

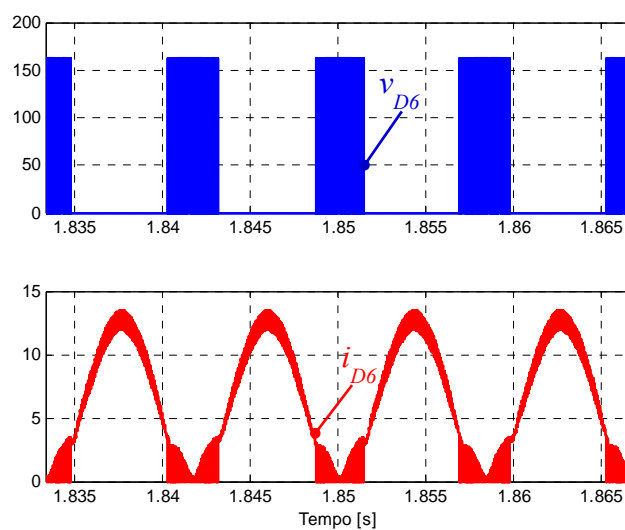
Figura 5.6 – Tensão  $v_{D5}$  e corrente  $i_{D5}$  no diodo  $D_5$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

No diodo  $D_6$  apenas a corrente apresenta um formato senoidal retificado, como mostrado na Figura 5.7.

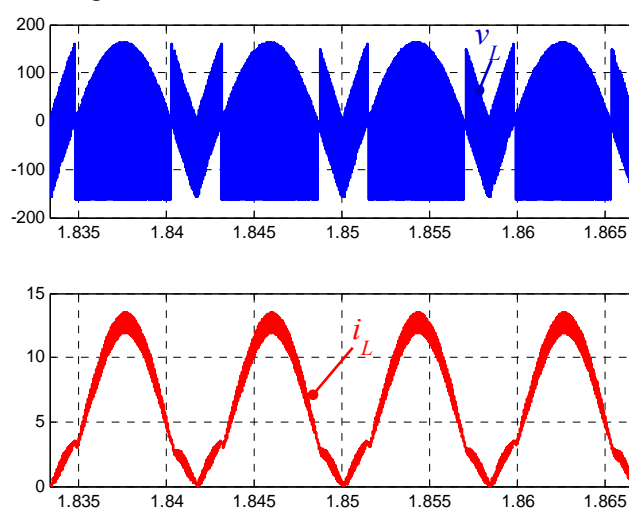
Figura 5.7 – Tensão  $v_{D6}$  e corrente  $i_{D6}$  no diodo  $D_6$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão e a corrente no indutor apresentam os formatos mostrados na Figura 5.8.

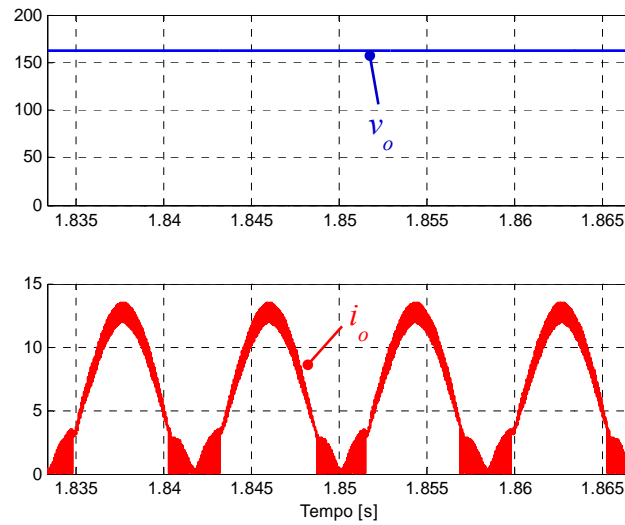
Figura 5.8 – Tensão  $v_L$  e corrente  $i_L$  no indutor  $L$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão e a corrente na saída do conversor são mostradas na Figura 5.9. Devido ao fato de se ter apenas um estágio de processamento de energia, e os elementos armazenadores possuírem um tamanho relativamente pequeno, a corrente na bateria apresenta um formato senoidal retificado, o valor de pico da mesma é igual ao do indutor.

Figura 5.9 – Tensão  $v_o$  e corrente  $i_o$  na bateria.

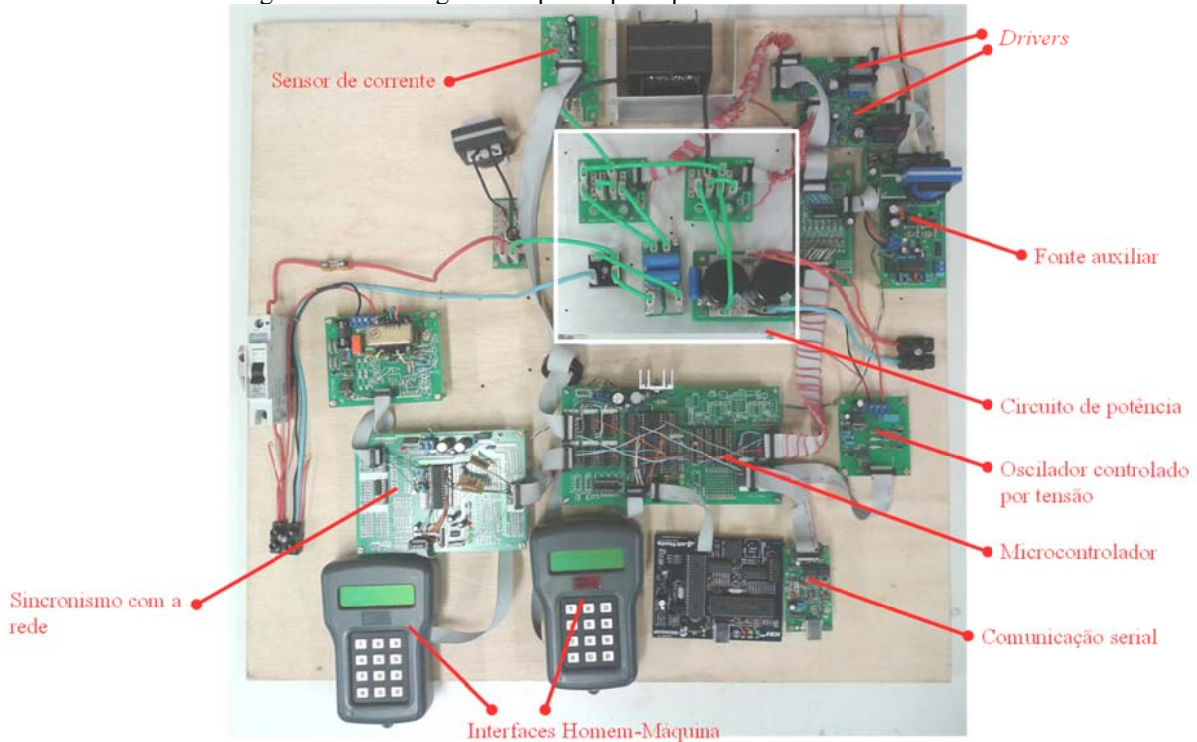


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.3 Resultados Experimentais

O protótipo experimental foi montado em laboratório utilizando placas modulares. Os esquemáticos destas placas são apresentados no apêndice 6. A fotografia do protótipo é mostrada pela Figura 5.10.

Figura 5.10 – Fotografia do protótipo implementado em laboratório.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os testes em laboratório foram realizados em duas condições, a primeira condição com uma carga com característica de fonte de tensão, descrita a seguir, para validar a análise teórica e resultados de simulação; e a segunda com um banco de baterias, os dados das baterias individuais e do banco de baterias foram listados na Tabela 3.2 e na Tabela 3.3, para verificar o comportamento do conversor funcionando como carregador de baterias.

### 5.3.1 Instrumentos Utilizados para o Ensaio Experimental

Na Tabela 5.1 são listados os equipamentos utilizados nos ensaios experimentais.

Tabela 5.1 – Equipamentos utilizados para os ensaios experimentais.

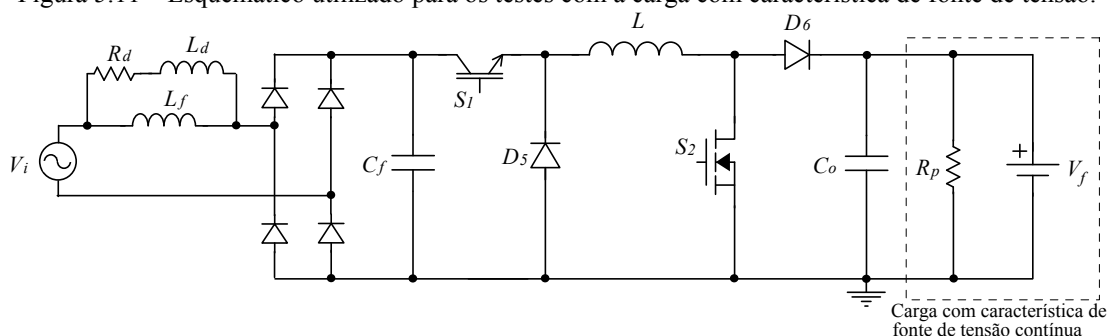
Equipamento	Descrição
Fonte CA de 3 kva	Modelo 3000iL da fabricante <i>California Instruments</i>
Fonte CC 500 Vcc/50 A	Modelo TCY 500-20LA2A da fabricante <i>Tectrol</i>
Osciloscópio	Modelo TPS 2014 da fabricante <i>Tektronix</i>
Ponteira diferencial de alta tensão	Modelo P5200 da fabricante <i>Tektronix</i>
Amplificador de corrente	Modelo TCPA 300 da fabricante <i>Tektronix</i>
Wattímetro digital	Modelo WT130 da fabricante <i>Yokogawa</i>
Wattímetro digital	Modelo WT200 da fabricante <i>Yokogawa</i>

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.3.2 Resultados Preliminares

Para os testes iniciais foi utilizada uma fonte de tensão CC regulável em paralelo com uma resistência  $R_p$  para fornecer a característica necessária de fonte de tensão constante na saída do conversor. Na Figura 5.11 é ilustrado o esquemático para os testes do conversor conectado a carga com característica de fonte de tensão contínua.

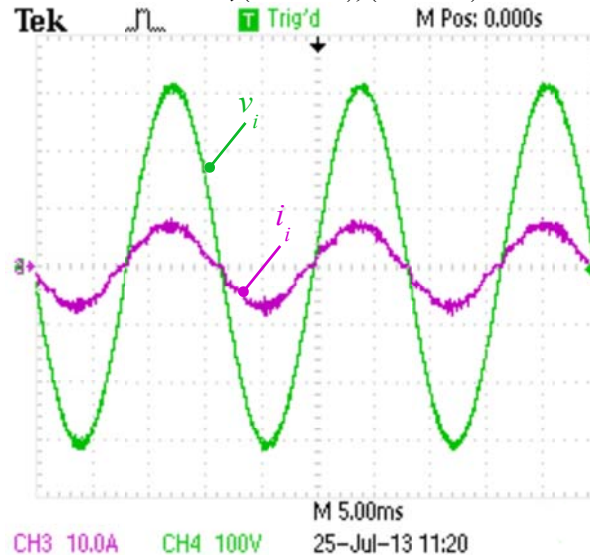
Figura 5.11 – Esquemático utilizado para os testes com a carga com característica de fonte de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A seguir são apresentados resultados experimentais para a tensão nominal eficaz de entrada de 220 V. A tensão e a corrente de entrada antes do filtro apresentam um formato senoidal, com baixa distorção na corrente, como mostrado na Figura 5.12.

Figura 5.12 – Tensão de entrada  $v_i$  (100 V/div) e corrente de entrada  $i_i$  (10 A/div); (5 ms/div)



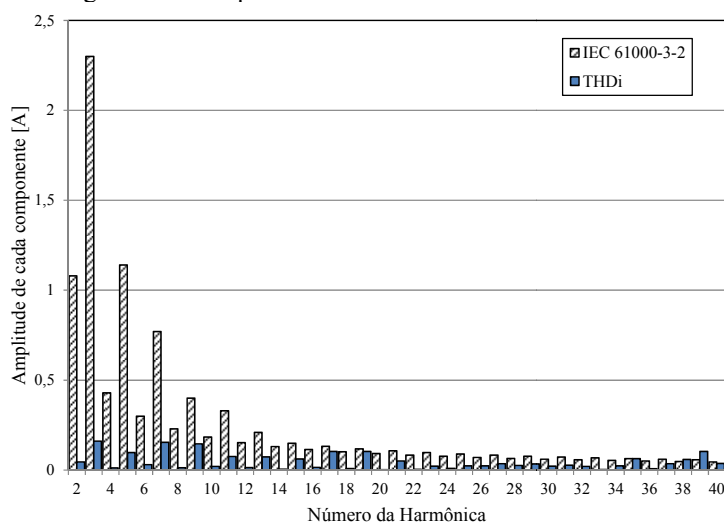
Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.12 observa-se que as formas de onda da tensão e da corrente de entrada apresentam um formato senoidal, e com fator de potência para a condição de potência nominal igual a 0,985. A taxa de distorção harmônica apresentada pela forma de onda da corrente de entrada é igual a 8,395%.

Na Figura 5.13 é apresentado o espectro da corrente em comparativo com a norma IEC 61000-3-2, verifica-se que a corrente está em conformidade com padrão para equipamentos classificados na Classe A.

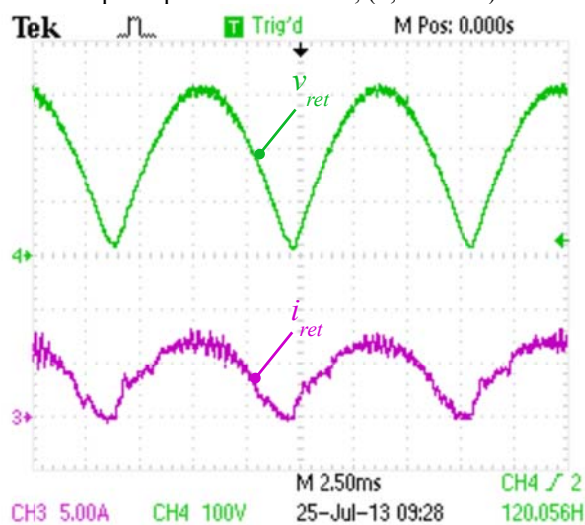


Figura 5.13 – Espectro harmônico da corrente de entrada



Fonte: Elaborada pelo autor.

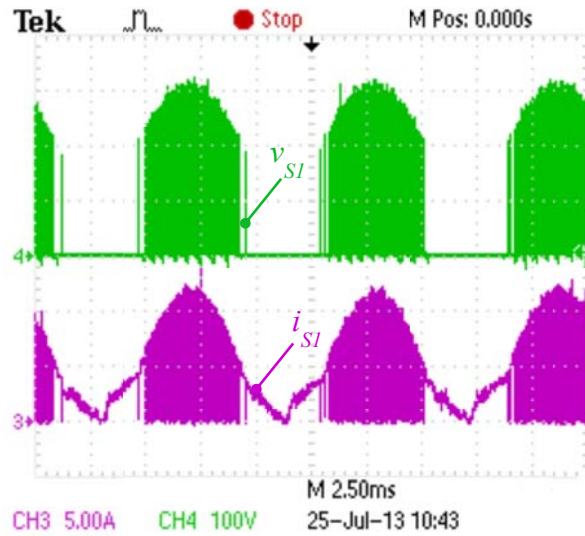
A tensão e a corrente após a ponte retificadora são apresentadas na Figura 5.14.

Figura 5.14 – Tensão  $v_{ret}$  (100 V/div) e corrente  $i_{ret}$  (5 A/div) após a ponte retificadora; (2,5 ms/div)

Fonte: Elaborada pelo autor.

As formas de onda da tensão e corrente através do interruptor  $S_I$  apresentam um formato senoidal retificado, como apresentado na Figura 5.15. A corrente através do interruptor nos instantes de operação no modo *Boost* é igual a corrente de entrada.

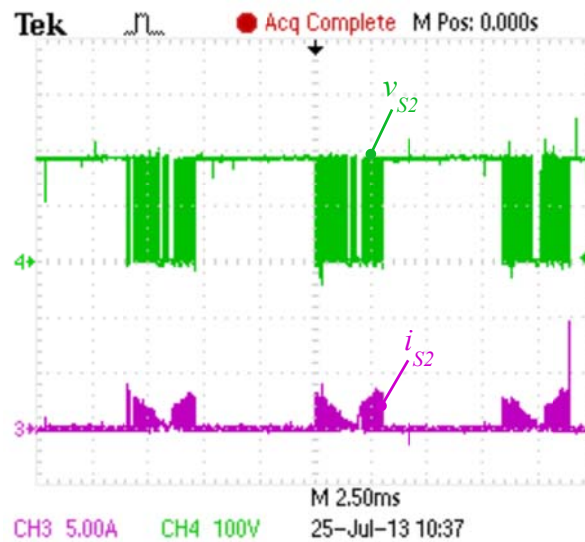
Figura 5.15 – Tensão  $v_{S1}$  (100 V/div) e corrente  $i_{S1}$  (5 A/div) no interruptor  $S_1$ ; (2,5 ms/div)



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o interruptor  $S_2$ , o valor máximo de tensão é igual à tensão na carga, como apresentado na Figura 5.16.

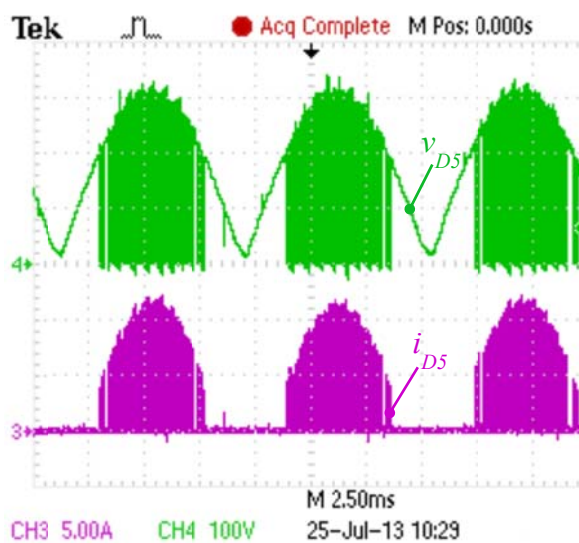
Figura 5.16 – Tensão  $v_{S2}$  (100 V/div) e corrente  $i_{S2}$  (5 A/div) no interruptor  $S_2$ ; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão e a corrente através do diodo  $D_5$  apresentam um formato senoidal retificado, como mostrado na Figura 5.17. A tensão no diodo nos instantes de operação no modo *Boost* é igual à de entrada.

Figura 5.17 – Tensão  $v_{D5}$  (100 V/div) e corrente  $i_{D5}$  (5 A/div) no diodo  $D_5$ ; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

No diodo  $D_6$  apenas a corrente apresenta um formato senoidal retificado, como mostrado na Figura 5.18.

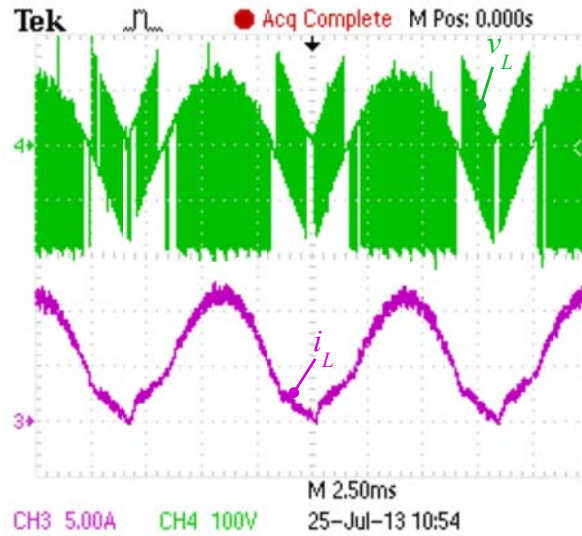
Figura 5.18 – Tensão  $v_{D6}$  (100 V/div) e corrente  $i_{D6}$  (5 A/div) no diodo  $D_6$ ; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão e a corrente no indutor apresentam os formatos mostrados na Figura 5.19.

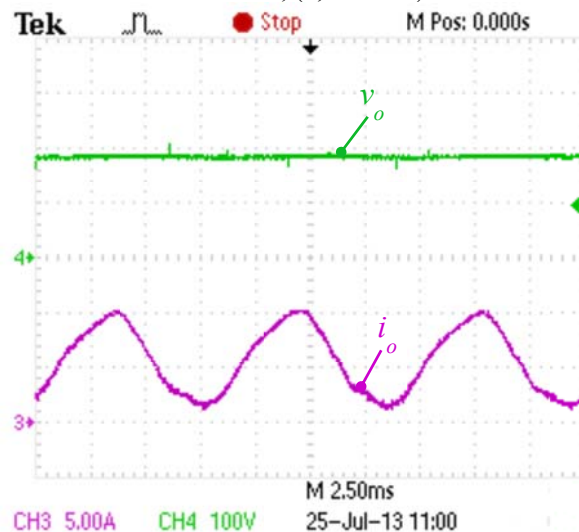
Figura 5.19 – Tensão  $v_L$  (100 V/div) e corrente  $i_L$  (5 A/div) no indutor  $L$ ; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão e a corrente na carga são mostradas na Figura 5.20. A corrente na bateria apresenta um formato senoidal retificado e o valor de pico da mesma é igual ao valor de pico da corrente através do indutor.

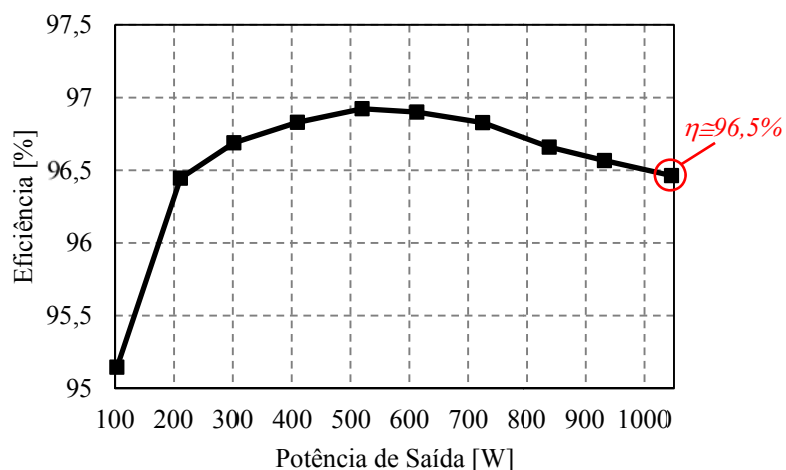
Figura 5.20 – Tensão  $v_o$  (100 V/div) e corrente  $i_o$  (5 A/div) na bateria; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.21 é apresentada a curva experimental de rendimento da topologia em função da potência de saída. Para a coleta dos dados foram utilizados os equipamentos listados na Tabela 5.1 e a variação da potência de saída foi dada através da referência de corrente.

Figura 5.21 – Curva de rendimento em função potência de saída.



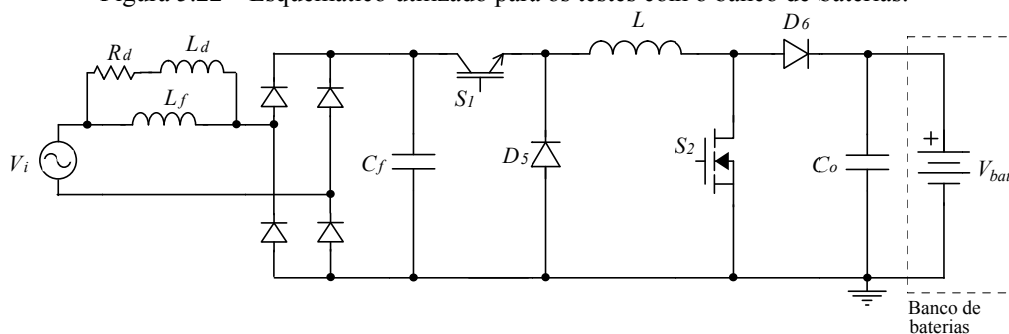
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o valor de potência nominal, como pode ser observado na curva da Figura 5.21, o rendimento da topologia é aproximadamente igual a 96,5%.

### 5.3.3 Resultados com um Banco de Baterias

Para os testes foi utilizado um banco de baterias composto por três arranjos de baterias em paralelo, cada arranjo contém 12 baterias de 12 Ah em série, como ilustrado na Figura 3.1. O esquemático para os testes do conversor conectado ao banco de baterias é ilustrado na Figura 5.22.

Figura 5.22 – Esquemático utilizado para os testes com o banco de baterias.

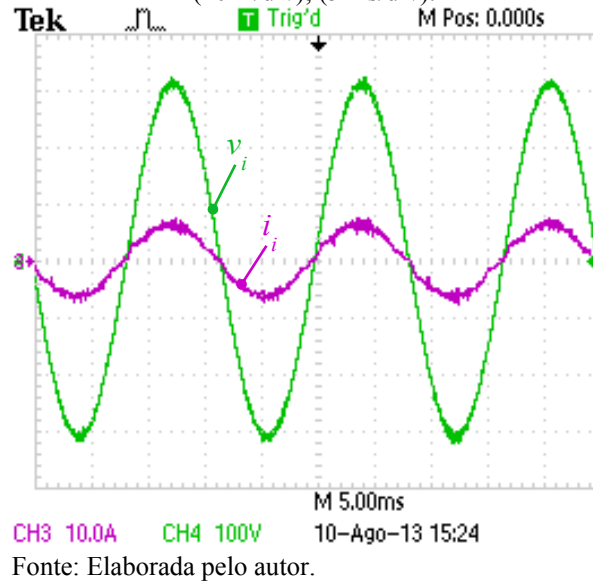


Fonte: Elaborada pelo autor.

A seguir são apresentados resultados para a tensão nominal eficaz de entrada de 220 V.

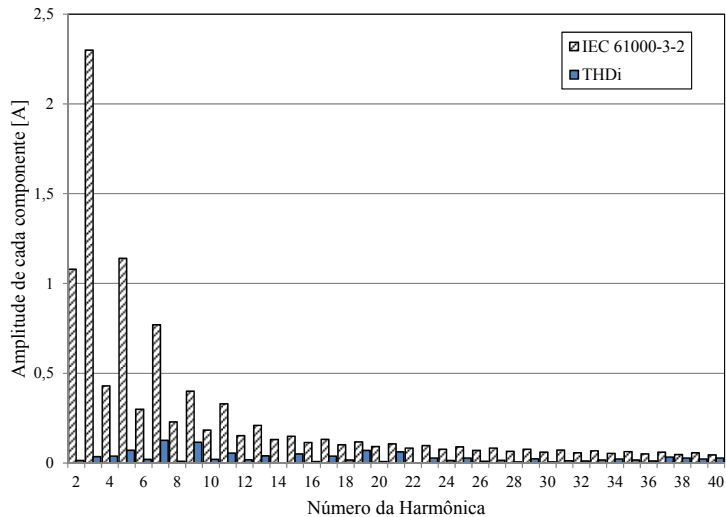
A tensão e a corrente de entrada antes do filtro apresentam um formato senoidal, com baixa distorção na corrente, como mostrado na Figura 5.23.

Figura 5.23 – Tensão  $v_i$  (100 V/div) e corrente  $i_i$  de entrada (10 A/div); (5 ms/div).



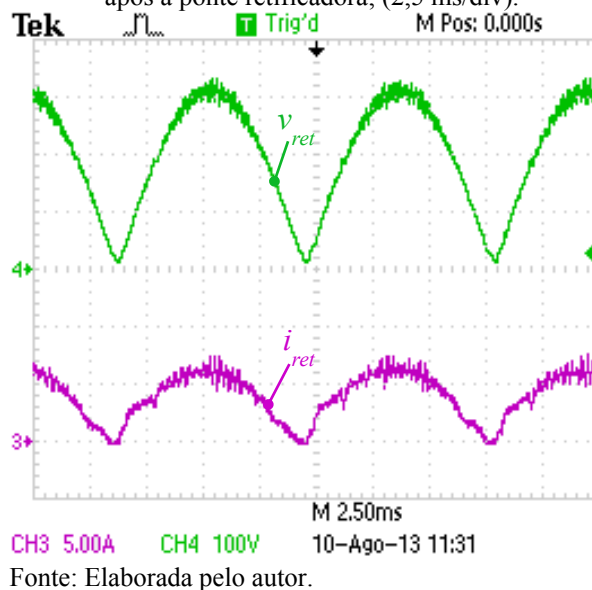
Na Figura 5.23 as formas de onda da tensão e corrente de entrada apresentam um formato senoidal e com um fator de potência igual a 0,992. A taxa de distorção harmônica apresentada pela forma de onda da corrente de entrada é igual a 5,54%. Na Figura 5.24 é apresentado o espectro da corrente em comparativo com a norma IEC 61000-3-2 - Classe A, verifica-se que a corrente está em conformidade com esta norma.

Figura 5.24 – Espectro harmônico da corrente de entrada.



A tensão e a corrente após a ponte retificadora tem um formato senoidal, como apresentado na Figura 5.25.

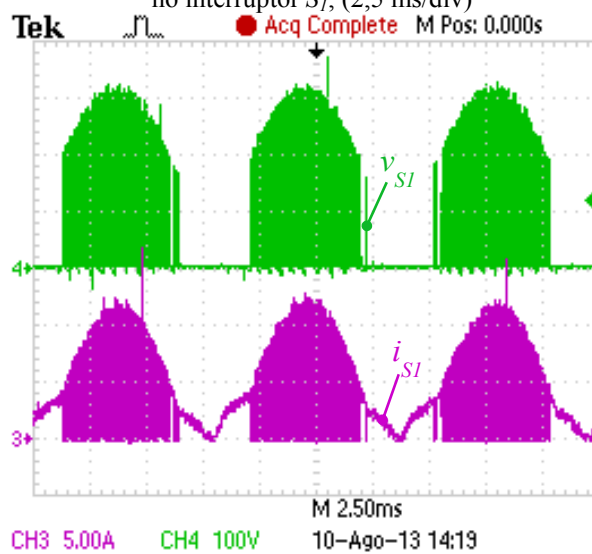
Figura 5.25 – Tensão  $v_{ret}$  (100 V/div) e corrente  $i_{ret}$  (5 A/div) após a ponte retificadora; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

As formas de onda da tensão e corrente através do interruptor  $S_I$  apresentam um formato senoidal retificado, como apresentado na Figura 5.26.

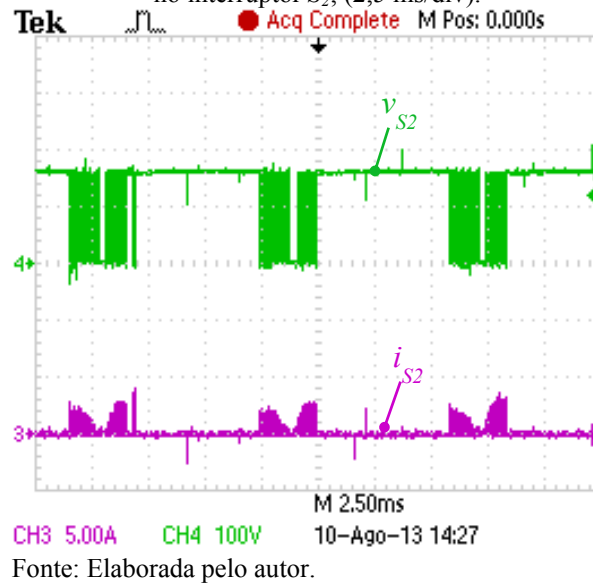
Figura 5.26 – Tensão  $v_{SI}$  (100 V/div) e corrente  $i_{SI}$  (5 A/div) no interruptor  $S_I$ ; (2,5 ms/div)



Fonte: Elaborada pelo autor.

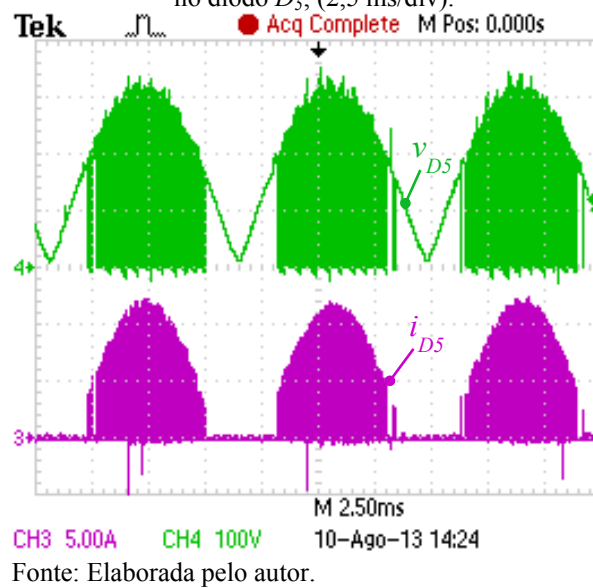
Para o interruptor  $S_2$ , o valor máximo de tensão é igual a tensão na bateria, como apresentado na Figura 5.27.

Figura 5.27 – Tensão  $v_{S2}$  (100 V/div) e corrente  $i_{S2}$  (5 A/div) no interruptor  $S_2$ ; (2,5 ms/div).



A tensão e a corrente através do diodo  $D_5$  apresentam um formato senoidal retificado, como mostrado na Figura 5.28.

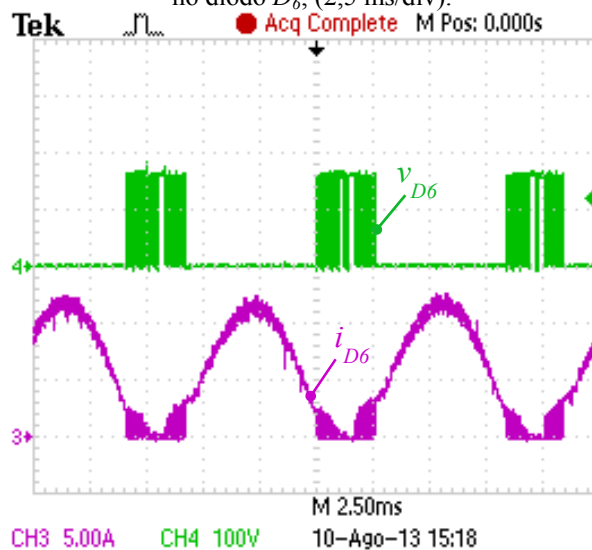
Figura 5.28 – Tensão  $v_{D5}$  (100 V/div) e corrente  $i_{D5}$  (5 A/div) no diodo  $D_5$ ; (2,5 ms/div).



No diodo  $D_6$  apenas a corrente apresenta um formato senoidal retificado, como mostrado na Figura 5.29.



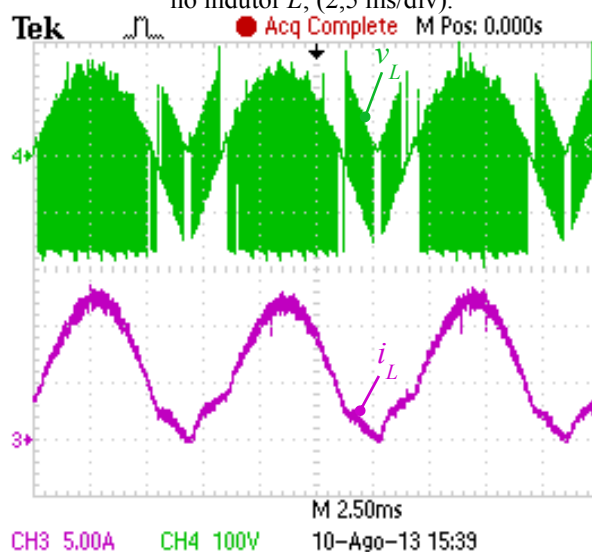
Figura 5.29 – Tensão  $v_{D6}$  (100 V/div) e corrente  $i_{D6}$  (5 A/div) no diodo  $D_6$ ; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão e a corrente no indutor apresentam os formatos mostrados na Figura 5.30.

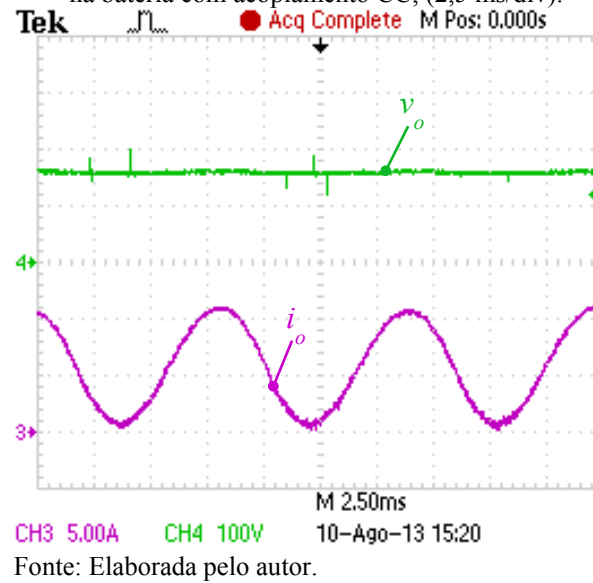
Figura 5.30 – Tensão  $v_L$  (100 V/div) e corrente  $i_L$  (5 A/div) no indutor  $L$ ; (2,5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

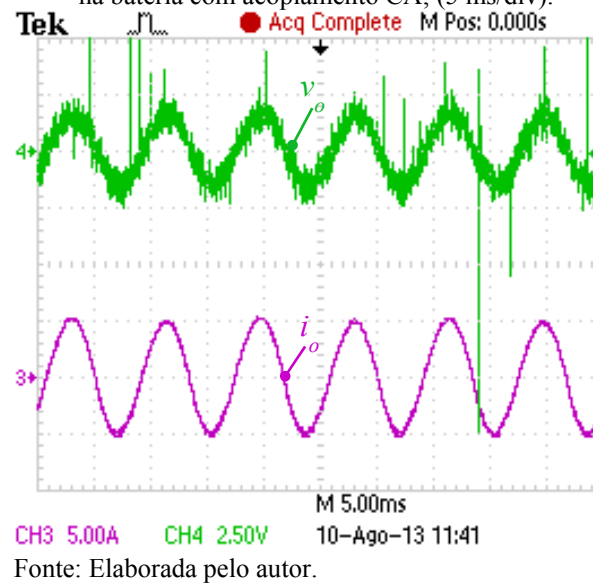
Para os testes com o banco de baterias, a tensão e a corrente são mostradas na Figura 5.31. Devido ao fato de ter-se apenas um estágio de processamento de energia e os elementos armazenadores possuírem um tamanho relativamente pequeno, a corrente na bateria apresenta um formato senoidal retificado, e o valor de pico da mesma é igual ao pico no indutor.

Figura 5.31 – Tensão  $v_o$  (100 V/div) e corrente  $i_o$  (5 A/div) na bateria com acoplamento CC; (2,5 ms/div).



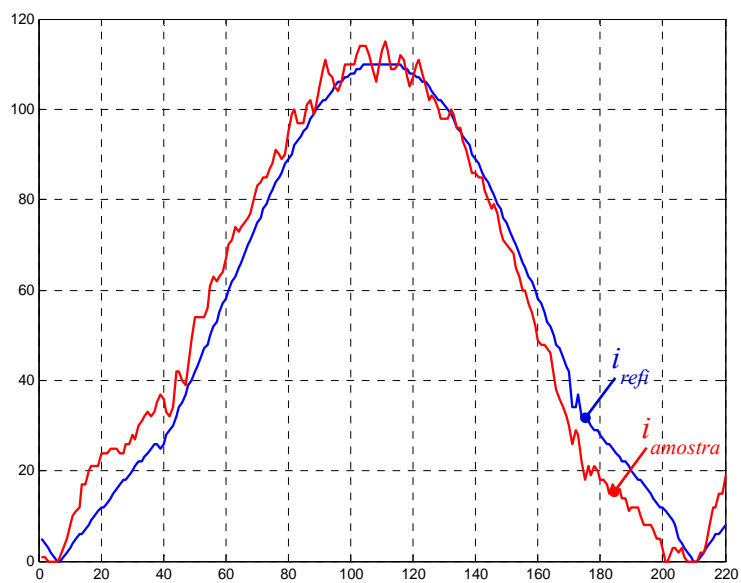
Na Figura 5.32 são apresentadas as formas de onda experimentais das componentes alternadas da tensão e da corrente na bateria.

Figura 5.32 – Tensão  $v_o$  (2,5 V/div) e corrente  $i_o$  (5 A/div) na bateria com acoplamento CA; (5 ms/div).



Para finalizar o capítulo, as formas de onda internas do microcontrolador colhidas durante os ensaios são apresentadas a seguir, e as mesmas foram obtidas através de uma interface de comunicação serial. Na Figura 5.33 são apresentados os sinais de referência da corrente gerado internamente e o sinal amostrado da corrente no indutor.

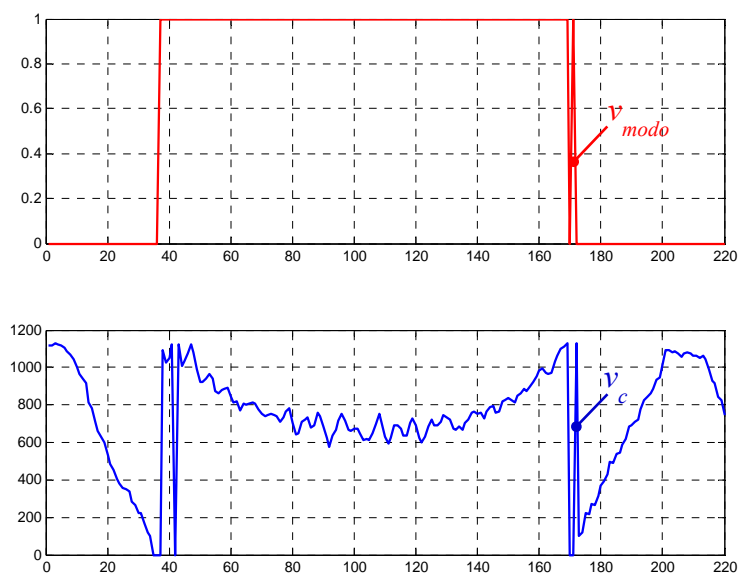
Figura 5.33 – Formas de onda da referência de corrente  $i_{refi}$  e a corrente amostrada  $i_{amostra}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.33 são apresentados os sinais de passagem entre os modos e o de controle.

Figura 5.34 – Formas de onda dos sinais de passagem entre os modos  $v_{modo}$  e de controle  $v_c$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 5.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e os experimentais obtidos em laboratório para validar a análise teórica, os projetos do circuito de potências e dos controladores. O conversor foi testado em uma simulação computacional para validar a análise teórica realizada. A montagem em laboratório foi realizada e os resultados em certas condições de teste são apresentados. Uma fonte de tensão CC em paralelo com uma resistência foi utilizada para os primeiros testes sem o banco de baterias. Na implementação prática foram encontrados alguns problemas referentes a interferência de ruídos e a influência do filtro de entrada na dinâmica do controle. Os resultados obtidos com a carga comprovam o funcionamento da topologia, pois a mesma apresenta um rendimento de aproximadamente 96,5%, e uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada igual 8,395% que proporciona um fator de potência igual a 0,985. Para os testes com um banco de baterias, o conversor apresentou um fator de potência igual 0,992 e uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada igual a 5,54%.

## CONCLUSÃO

Através deste trabalho buscou-se contribuir com o estudo e o desenvolvimento de uma topologia de conversor eletrônico de potência para a aplicação embarcada em um carregador de baterias para veículos elétricos recarregáveis através da rede elétrica. A topologia *Buck+Boost* é bastante atrativa para aplicação em um carregador de baterias para veículos elétricos por apresentar as características elevadora e abaixadora de tensão em um único estágio de processamento de energia.

Uma cuidadosa revisão bibliográfica foi realizada sobre topologias monofásicas isoladas e não isoladas de carregadores de baterias para veículos elétricos existentes na literatura técnica. A ideia principal foi verificar os níveis de tensão de saída dos carregadores implementados e o rendimento global dos mesmos, como apresentado no capítulo 1.

O estudo teórico do conversor *Buck+Boost* foi realizado no capítulo 2. Através das análises qualitativa e quantitativa foram apresentados o princípio de funcionamento, as etapas de operação do conversor, o ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes. A análise da comutação foi apresentada visando calcular a energia dissipada durante os instantes de comutação dos interruptores.

No capítulo 3 foi apresentado um exemplo de projeto para o carregador de baterias com 220 V de tensão eficaz de entrada, 1 kW de potência de saída e tensão de saída de 162 V, que corresponde a 12 baterias conectadas em série. O projeto dos componentes do circuito de potência do conversor foi realizado. Além da modelagem das perdas nos componentes do conversor.

Uma técnica de controle digital para controlar a corrente no indutor foi proposta neste trabalho, a mesma consiste em uma malha de corrente para cada modo de operação. A passagem entre os modos é realizada a partir de uma lógica com os sinais de saída dos controladores. A descrição desta estratégia, além da modelagem do conversor e o projeto dos controladores foram detalhados no capítulo 4.

Na implementação prática foram encontrados alguns problemas referentes à interferência de ruídos de modo comum, devido ao fato de serem utilizadas placas modulares e a interconexão das mesmas através de fios. Para os testes iniciais sem o banco de baterias foi utilizada uma fonte de tensão CC em paralelo com uma resistência para caracterizar um banco de baterias.

O controle apresentou *overshoot* na transição dos modos de operação, porém, isto pode ser resolvido com a implementação de uma transição suave.

Os resultados de simulação e experimentais obtidos são utilizados para validar a análise teórica e o projeto do carregador realizado. Para os resultados experimentais, os mesmos obtidos com a carga com característica de fonte de tensão comprovam o funcionamento da topologia, pois a mesma realiza a correção do fator de potência e apresenta um rendimento de aproximadamente 96,5%. Entretanto, apresentou uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada igual 8,395% e um fator de potência igual 0,982. Para os testes com um banco de baterias, o conversor apresentou resultados mais satisfatórios. O fator de potência obtido igual a 0,992 e uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada igual a 5,54%.

## SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões para trabalhos futuros e continuação no desenvolvimento de pesquisas a partir deste trabalho são detalhadas a seguir.

Inicialmente, é sugerido o uso de técnicas de comutação não dissipativa, tal como *snubbers* não dissipativos para o aumento da eficiência da topologia.

Um segundo ponto de grande importância é o estudo mais detalhado sobre a influência do filtro de entrada na dinâmica do controle e a modelagem do conversor considerando esta influência.

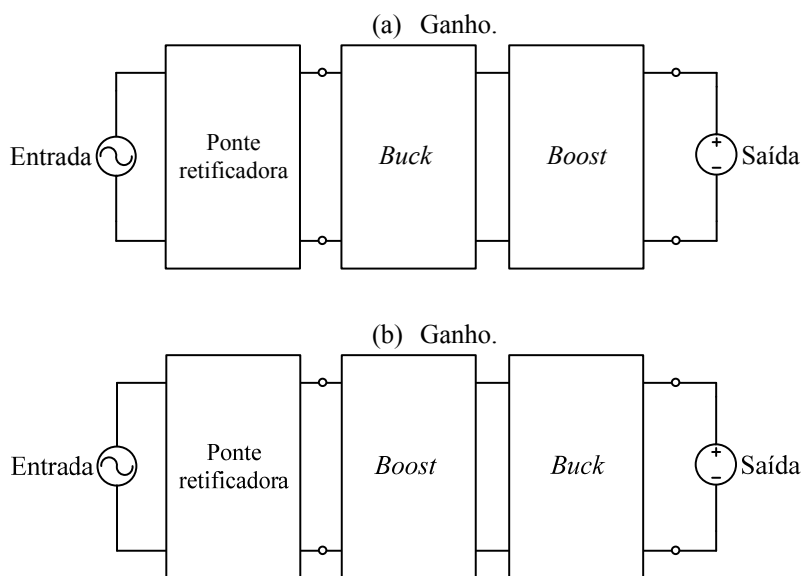
A utilização de uma técnica de controle mais apurada, que utilize os estados livres ou graus de liberdade da topologia, tais como os modos *Buck-Boost* e *Buck+Boost*; e a implementação de uma transição suave entre os modos de operação.

Ou ainda, o uso de controladores ressonantes para o melhor seguimento de referências senoidais e rejeição a distúrbios, além de garantir um erro em regime permanente nulo para estes tipos de referências.

Outro ponto importante é a padronização do carregador em conformidade com a norma ABNT NBR IEC 61851-1:2013 para sistemas de recarga condutiva para veículos elétricos, contida em (ABNT, 2013).

Um estudo comparativo entre as topologias *Buck+Boost* e *Boost+Buck*, as mesmas são ilustradas nas Figura S.1 a e b, respectivamente.

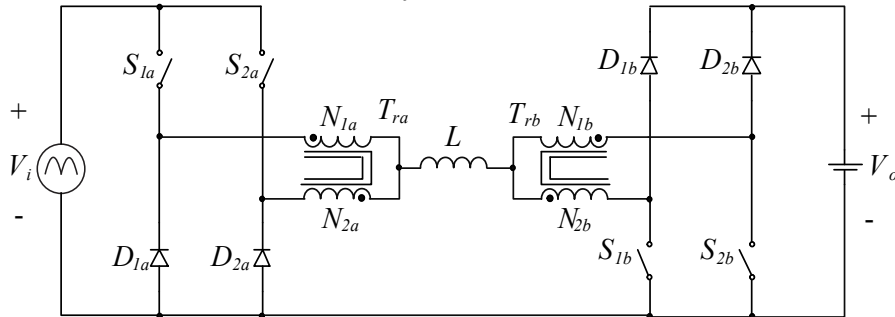
Figura S.1 – Associação dos conversores *Buck* e *Boost*: (a) *Buck+Boost*, (b) *Boost+Buck*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como sugestão mais relevante, tem-se a utilização de técnicas para o aumento da capacidade de processamento de potência da topologia através do uso de células de comutação de múltiplos estados ou o paralelismo de conversores. Como exemplo, na Figura S.2 é apresentada a topologia do conversor CA-CC *Buck+Boost* baseado na célula de comutação de três estados (CCTE).

Figura S.2 – Conversor CA-CC *Buck+Boost* baseado na célula de comutação de três estados



Fonte: Elaborada pelo autor.

Pode-se também realizar um estudo sobre a aplicação de células multiníveis em tensão ou corrente na topologia básica do conversor, como explorado em (COSTA, 2013).

Para finalizar, sugere-se a extensão para a versão trifásica como abordado em (BORGES, 2012). Ou ainda a implementação de uma versão bidirecional para aplicações que requerem a um fluxo bidirecional entre a fonte e as baterias, em redes inteligentes.



## PUBLICAÇÕES DE ARTIGOS

As publicações relacionadas com o tema da dissertação:

TORRICO-BASCOPE, R. P.; BRITO JR., F. J. B.; DAHER, S. Conversor CA-CC com característica abaixadora e elevadora de tensão aplicado a carregadores de baterias para veículos elétricos. In: **Anais do VI Encontro de Pesquisa de Pós-Graduação da Universidade Federal do Ceará**, 27-29 nov. 2013.

Publicações realizadas não relacionadas com o tema:

BRITO JR., F. J. B.; TORRICO-BASCOPE, R. P.; DAHER, S.; TORRICO-BASCOPE, G. V.; Comparative analysis of three dc-dc non-isolated buck converters. In: **Proceedings of 10th IEEE/IAS International Conf. Industry Applications (INDUSCON'12)**, 5-7 nov. 2012. p.1-8.

FERREIRA NETO, J. A.; BRITO JR., F. J. B.; JOCA, D. R.; NUNES, M. A. N.; TORRICO-BASCOPE, R. P. A Five-level NPC bidirectional converter based on multi-state switching cell operating as boost rectifier. In: **Proceedings of 12th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP2013)**, 27-31 out. 2013, p.79-84.

PACHECO, J. O.; CACAU, R. G. A; BRITO JR., F. J. B.; TORRICO-BASCOPE, R. P. AC-DC Cuk converter with PFC based on three-state switching cell. In: **Proceedings of 12th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP2013)**, 27-31 out. 2013, p.15-22.

TORRICO-BASCOPE, R. P.; TORRICO-BASCOPE, G. V.; BRITO JR., F. J. B.; DAHER, S. Multi-state and interleaved converters with passive impedances for current sharing. In: **Proceedings of 12th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP2013)**, 27-31 out. 2013, p.216-223.

*Página em branco.*

## REFERÊNCIAS

- Allegro MicroSystems, LLC. **ACS712: Fully integrated, Hall-effect-based linear current sensor IC with 2.1 kVRMS voltage isolation and a low-resistance current conductor**. 2012. Disponível em: <<http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>>. Acesso em: 08 de nov. de 2013.
- ALMEIDA, Bruno Ricardo. **Sistema de controle digital para WECS de eixo vertical**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2012.
- Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). **ABNT NBR IEC 61851-1:2013 - Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos**. jun. 2013.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de fontes chaveadas**. 2 ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2007.
- BARBI, I.; BASCOPE, G. V. T. **Conversor buck+boost CA-CC CCM com controle por valores médios instantâneos**. Relatório, Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 1998.
- BARBI, I.; SOUZA, A. F. **Retificadores de alto fator de potência**. Apostila, Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 1996.
- BARCZAK, C. L. **Controle digital de sistemas dinâmicos: projeto e análise**. São Paulo: Edgard Blücher, 1995.
- BARROZO, Francisco Eudes Oliveira. **Conversor CC-CC bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2010.
- BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. Single-phase high power factor variable output voltage rectifier, using the buck+boost converter: control aspects, design and experimentation. In: **5th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99)**. 1999, p. 143-148.
- BATISTA, Adalberto José. **Modelagem e otimização do projeto de componentes magnéticos utilizados em conversores estáticos de alta frequência**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 1998.
- BATISTA, Flabio Alberto Bardemaker. **Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos PWM unidirecionais**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2006.
- Battery University. **Lead-based batteries**. 2011. Disponível em: <[http://batteryuniversity.com/learn/article/lead\\_based\\_batteries](http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries)>. Acesso em: 29 de out. de 2012.
- \_\_\_\_\_. **Lithium-based batteries**. 2011a. Disponível em: <[http://batteryuniversity.com/learn/article/lithium\\_based\\_batteries](http://batteryuniversity.com/learn/article/lithium_based_batteries)>. Acesso em: 29 de out. de 2012.
- BENDALL, C. A.; PETERSON, W. A. An EV on-board battery charger. In: 11th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '96). San Jose, CA, 1996. p. 26-31.

BENEDET, Ronaldo. **Projeto de lei nº 3895/2012**. Disponível em: <[http://www.camara.gov.br/proposicoesWeb/prop\\_mostrarintegra?codteor=993858&filename=PL+3895/2012](http://www.camara.gov.br/proposicoesWeb/prop_mostrarintegra?codteor=993858&filename=PL+3895/2012)>. Acesso em: 28 de jun. de 2012.

BORGES, Altamir Ronsani. **Retificador trifásico buck-boost de estágio único**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2012.

BRANCO, Carlos Gustavo Castelo. **Sistema ininterrupto de energia de dupla conversão, não isolado, com tensões de entrada e saída universais**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2005.

CHAE, H.-J.; MOON, H.-T.; LEE, J.-Y. A on-board battery charger for PHEV without high-voltage electrolytic capacitor. **Electronics Letters**. v. 46. p. 1691-1692. dez. 2010.

CHAN, C.C. The state of the art of electric and hybrid vehicles. In: **Anais do IEEE**, v. 90, no.2, p.247-275, fev. 2002.

CHANDRASEKAR, V.; JOSEPH, S. C.; CHACKO, R. V.; LAKAPARAMPIL, Z. V. Design and implementation of a digital automatic high frequency battery charger for HEV application. In: **IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)**. 2012. p. 1-6.

CHEN, M.; RINCÓN-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**. v. 21, p. 504-511, jun. 2006.

CHOI, W. Y. Single-stage battery charger without full-bridge diode rectifier for light electric vehicles. **Electronics Letters**. v. 47, p. 617-618, mai. 2011.

Conselho Empresarial Brasileiro de Desenvolvimento Sustentável (CEBDS). **Visão Brasil 2050**. 2012. Disponível em: <[http://www.cebds.org.br/media/uploads/pdf/visao\\_brasil\\_2050\\_-\\_vfinal.pdf](http://www.cebds.org.br/media/uploads/pdf/visao_brasil_2050_-_vfinal.pdf)>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

COSTA, Levy Ferreira. **Conversor CC-CC buck+boost multinível bidirecional**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2013.

ČUK, Slobodan M. **Modelling, analysis, and design of switching converters**. Tese (Doutorado), California Institute of Technology, Pasadena, Califórnia, USA, 1977.

DC COMPONENTS CO. LTD. **Technical specifications of single-phase silicon bridge rectifier**. 2013. Disponível em: <<http://www.dccomponents.com/include/attachment.php?id=607>>. Acesso em: 4 de set. de 2013.

DHAMEJA, S. **Electric vehicle battery systems**. 1 ed. Estados Unidos da América: Newnes, 2002.

DIXON, Lloyd. **Average current mode control of switching power supplies**. Nota de aplicação. 1999. Disponível em: <[http://ece.colorado.edu/~ecen5807/course\\_material/papers/cpm/Dixon\\_1990.pdf](http://ece.colorado.edu/~ecen5807/course_material/papers/cpm/Dixon_1990.pdf)>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

EPCOS AG. **Folha de dados de capacitores eletrolíticos de alumínio: snap-in capacitors**. 2011. Disponível em: <[http://www.epcos.com/inf/20/30/db/aec\\_09/B43501.pdf](http://www.epcos.com/inf/20/30/db/aec_09/B43501.pdf)>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

ERICKSON, Robert. W. Optimal single resistor damping of input filters. In: **Anais da 14th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '99)**. v. 2, p.1073-1079, 14-18 mar 1999.

ERICKSON, Robert. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2 ed. Colorado: Springer. 2001.

FERNANDES NETO, Tobias Rafael. **Short primary linear drive designed for synchronous and induction operation mode with on-board energy storage**. Tese (Doutorado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores), Universidade Técnica de Darmstadt, Darmstadt, Alemanha, 2012.

FOLEY, Aoife M.; WINNING, Ian; GALLACHÓIR, Brian Ó. Electric vehicle: infrastructure regulatory requirements. In: **Anais da Conference of the Irish Transport Research Network (ITRN 2010)**. 2010. Disponível em: <[http://cora.ucc.ie/bitstream/handle/10468/263/AMF\\_electricPV2010.pdf?sequence=1](http://cora.ucc.ie/bitstream/handle/10468/263/AMF_electricPV2010.pdf?sequence=1)>. Acesso em: 20 de jan. de 2012.

Freescale Semiconductor. **Single Phase On-Line UPS Using MC9S12E128: Designer Reference Manual**. 2004. Disponível em: <[http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref\\_manual/DRM064.pdf?fp=1](http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM064.pdf?fp=1)>. Acesso em: 13 de ago. de 2013.

GAUTAM, D.; MUSAVI, F.; EDINGTON, M.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. An automotive on-board 3.3 kW battery charger for PHEV application. In: **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**. 2011. p. 1-6.

GHANEM, M. C.; AL-HADDAD, K.; ROY, G. A new single phase buck-boost converter with unity power factor. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. 1993. p. 785-792.

HEGAZY, O.; BARRERO, R.; VAN MIERLO, J.; LATAIRE, P.; OMAR, N.; COOSEMANS, T., An Advanced power electronics interface for electric vehicles applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**. vol. 28, no. 12, p. 5508-5521, dez. 2013.

HOLDEFER, Antônio Eliseu. **Controle digital de retificador trifásico utilizando o controlador TMS320LF2407**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2004.

HUA, C.-C.; LIN, M.-Y. A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. 2000, p. 135-140.

International Electrotechnical Commission (IEC). **IEC 61000-3-2 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase)**. ed. 3, nov. 2011.

\_\_\_\_\_. **IEC 61851-1 - Electric vehicle conductive charging system - Part 1: General requirements**. nov. 2010.

The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc (IEEE). **IEEE Recommended Practice for Maintenance, Testing, and Replacement of Valve-Regulated Lead- Acid (VRLA) Batteries for Stationary Applications**. IEEE Std 1188-2005 (Revision of IEEE Std 1188-1996), p.1-44, 8 fev. 2006.

International Rectifier. **30CTH03 Datasheet: hyperfast rectifier**. 2006a. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/30cth03.pdf>>. Acesso e: 7 de jul. de 2013.

\_\_\_\_\_. **30ETH06 Datasheet: hyperfast rectifier**. 2006b. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/30eth06.pdf>>. Acesso e: 7 de jul. de 2013.

\_\_\_\_\_. **IRFP264N Datasheet: HEXFET® Power MOSFET**. 2004. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp264n.pdf>>. Acesso e: 7 de jul. de 2013.

\_\_\_\_\_. **IRG4PC50UD Datasheet: insulated gate bipolar transistor with ultrafast soft recovery diode**. 2000. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4pc50ud.pdf>>. Acesso e: 7 de jul. de 2013.

JAGANATHAN, S.; GAO, W. Battery charging power electronics converter and control for plug-in hybrid electric vehicle. In: **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '09)**. 2009. p. 440-447.

KIM, J.-S.; CHOE, G.-Y.; JUNG, H.-M.; LEE, B.-K.; CHO, Y.-J.; HAN, K.-B. Design and implementation of a high-efficiency on-board battery charger for electric vehicles with frequency control strategy. In: **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'10)**. 2010. p. 1-6.

KISACIKOGLU, M. C.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Reactive power operation analysis of a single-phase EV/PHEV bidirectional battery charger. In: **IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)**. 2011. p. 585-592.

KLEPL, M. J. Evaluation of Digital Control Law Design in the W'-Plane. In: **American Control Conference**. 1986, p. 1471-1474.

KUO, B. C. **Digital control systems**. 2 ed. Oxford University Press on Demand, 1992.

LAFUENTE, César Orellana. **Carregador de baterias monofásico para aplicação em veículos elétricos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2011.

LAZZARIN, Telles Brunelli. **Estudo e implementação de um carregador de baterias com uma técnica de avaliação de sua vida útil**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2006.

LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. A System for state-of-health diagnosis of lead-acid batteries integrated with a battery charger. **Revista Eletrônica de Potência**. v. 17, no.1, p. 401-408, fev. 2012.

LIN, Ray-Lee; WANG, Rui-Che. Non-inverting buck-boost power-factor-correction converter with wide input-voltage-range applications. In: **36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2010)**, p. 599-604, 7-10 nov. 2010.

MACHADO, Isaac Rocha. **Sistema eólico para carregamento de baterias**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2007.

MAGGETTO, G.; VAN MIERLO, J. Electric and electric hybrid vehicle technology: a survey. In: **IEE Seminar Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles**. 2000.

MAO, Peng; JIA, Hongyun; WANG, Chuan-Yun; XU, Ming. Boost-buck power factor correction converter with integrated different current control methods. In: **5th IEEE Annual International Energy Conversion Congress and Exhibition (ECCE Asia)**, p 826-828. 2013.

MARQUES, Derivan Dutra. **Conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para aplicação em sistemas autônomos de geração de energia elétrica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2012.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 3 ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2008.

MASSERANT, B. J.; STUART, T. A. A maximum power transfer battery charger for electric vehicles. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**. v. 33, p. 930-938, jul. 1997.

MathWorks Inc. **MATLAB: sisotool**. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/help/control/ref/sisotool.html>>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. New York: Marcel Dekker, 1988.

Microchip Technology Inc. **dsPIC30F4011/4012 Data Sheet: high performance digital signal controllers**. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70135c.pdf>>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

MILANOVIC, M.; ROSKARIC, A.; AUDA, M. Battery charger based on double-buck and boost converter. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '99)**. 1999. p. 747-752.

MUSAVI, F.; EDINGTON, M.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. A cost effective high-performance smart battery charger for off-road and neighborhood EVs. In: **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC'12)**. 2012. p. 1-6.

OLIVEIRA, Eduardo Façanha de. **Retificador trifásico PWM de alta eficiência com função bypass e características elevadora e abaixadora de tensão para carregamento de baterias de veículos elétricos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2013.

OLIVEIRA, Sergio Vidal Garcia. **Otimização de projeto de fontes para centrais de telecomunicações**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2001.

OLIVEIRA FILHO, Herminio Miguel de. **Conversor estático de três estágios para carregamento de baterias a partir de sistemas eólicos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2010

PANHLEVANINEZHAD, M.; DAS, P.; DROBNIK, J.; JAIN, P. K.; BAKHSHAI, A. A new control approach based on the differential flatness theory for an AC/DC converter used in electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, p. 2085-2103, abr. 2012.

PARK, J.; KIM, M.; CHOI, S. Fixed frequency series loaded resonant converter based battery charger which is insensitive to resonant component tolerances. In: **7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)**. 2012, p. 918-922.

PATIL, D.; SINHA, M.; AGARWAL, V. A cuk converter based bridgeless topology for high power factor fast battery charger for Electric Vehicle application. In: **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC'12)**. 2012. p. 1-6.

Revista Universidade Pública. **Carro elétrico: falta de tecnologia já não é desculpa**. Universidade Federal do Ceará – UFC. p. 33-35, no. 67, mai.-jun. 2012.

Saturnia. Baterias uma visão do futuro: Baterias para veículos elétricos e híbridos e baterias estacionárias. In: **1º Workshop de Tecnologias de Veículos Elétricos**, 2009.

SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; PANDEY, A.; KOTHARI, D. P. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 50, no. 5, p.962-981, out. 2003.

Society of Automotive Engineers (SAE). **SAE J1772 - SAE Electric vehicle and plug in hybrid electric vehicle conductive charge couple**. Jan. 2010.

SPIAZZI, G.; ROSSETTO, L.; POMILIO, J. A Analysis of EMI filter induced instabilities in boost power factor preregulators. In: **Record 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 98)**, vol.2, p.1048-1053, 17-22, mai. de 1998.

SUN, Jian. On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 19, no. 3, p. 685-692, mai. 2004.

TAVARES, Diogo Filipe Moreira. **Soluções técnicas para sistemas de carga de veículos elétricos**. Dissertação (Mestrado), Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, 2009.

Texas Instruments Incorporated. **Lead-Acid Fast-Charge IC**. 1998. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/slus156/slus156.pdf>>. Acesso em: 30 de nov. de 2013.

THIMMESCH, D. An SCR inverter with an integral battery charger for electric vehicle. **IEEE Transactions on Industry Applications**. v. IA-21, p. 1023-1029, jul. 1985.

Thornton Eletrônica Ltda. **Catálogo de núcleos de ferrite**. 2008. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

VLATKOVIC, V.; BOROJEVIC, D.; LEE, F.C. Input filter design for power factor correction circuits. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 11, no. 1, p. 199-205, jan. de 1996.



VOELCKER, J. Lithium batteries take to the road. **IEEE Spectrum**. p. 26-31. 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4296454&isnumber=4296441>>.

VORPÉRIAN, V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. continuous conduction mode. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**. v. 26, n. 3, p.490-496, mai. 1990.

WAFFLER, S.; KOLAR, J.W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bi-directional buck+boost converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 24, no. 6, p. 1589-1599, jun. de 2009.

WU, T.-E.; HUNG, J.-C.; TSENG, S.-Y.; CHEN, Y.-M. Analysis and design of a battery charger with interleaved PFC based on an asymmetrical half-bridge topology. In: **25th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC '03)**, 2003, p. 579-585.

XIMENES, Saulo Castro. **Projeto de um conversor CC-CA trifásico para interligar um sistema fotovoltaico à rede elétrica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2012.

YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**. vol. 28, no. 5, p.2151-2169, mai. de 2013.

YOUN, S.-Y.; LEE, J.-Y. Electrolytic-capacitor-less AC/DC electric vehicle on-board battery charger for universal line applications. **Electronics Letters**. v. 47, no. 13, p. 768-770, jun. de 2011.

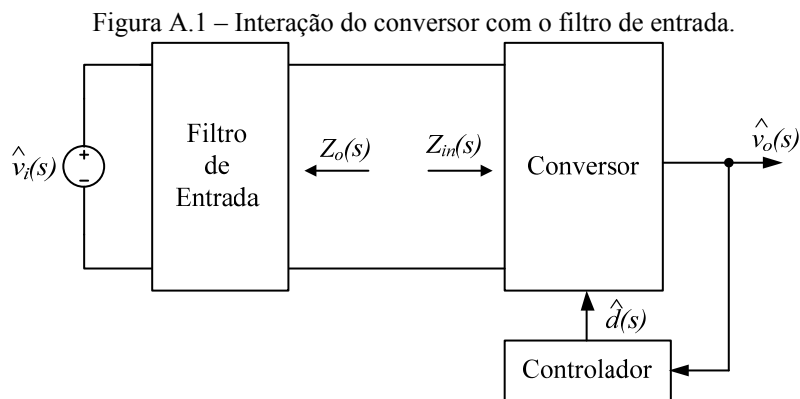
*Página em branco.*

## APÊNDICES

### A.1 Análise do Filtro de Entrada

Neste apêndice é apresentada uma análise sobre a influência do filtro de entrada na dinâmica do conversor. Para tanto, são apresentados diagramas de varredura em frequência e o lugar das raízes.

Em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) e (ERICKSON, 1999) é discutido sobre o tema e é apresentada uma metodologia de projeto de filtros com amortecimento. Na Figura A.1 é apresentado um diagrama de blocos ilustrando a interação do conversor com o filtro de entrada.



Fonte: Adaptada de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

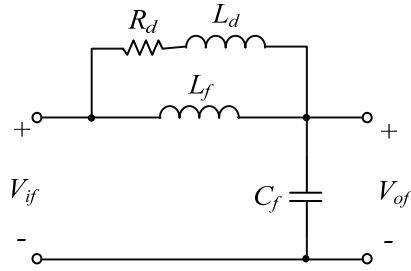
Assim como enunciado em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) e (ERICKSON, 1999), a impedância de saída do filtro deve ser muito menor que a impedância de entrada do conversor, assim como dado em:

$$Z_o(s) \ll Z_{in}(s) \quad (4.29)$$

A restrição estabelecida em (4.29) deve ser respeitada para minimizar o efeito dos pólos do filtro na dinâmica de controle do conversor e assim tornar o sistema menos oscilatório.

Baseado na metodologia de projeto e na discussão acerca do tema foi escolhida a topologia de um filtro LC com amortecimento paralelo. Na Figura A.2 é apresentada topologia do filtro de entrada escolhido.

Figura A.2 – Filtro de entrada com amortecimento paralelo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A função de transferência do filtro é dada por:

$$G_f(s) = \frac{s(L_d + L_f)R_{eq} + R_d \cdot R_{eq}}{s^3 L_f L_d C_f R_{eq} + s^2 (C_f R_d R_{eq} + L_d) L_f + s(L_f R_d + R_{eq}(L_f + L_d)) + R_d R_{eq}}, \quad (4.30)$$

Onde,  $R_{eq}$  é a resistência equivalente do conversor vista pela rede.

A resistência vista pela rede é dada por:

$$R_{eq} = \frac{V_p}{I_p}. \quad (4.31)$$

Substituindo valores em (4.31), obtém-se:

$$R_{eq} = \frac{311,127}{6,767} = 45,98\Omega.$$

A partir do projeto do filtro com o circuito de amortecimento apresentado no Item 3.6, verifica-se que o mesmo apresenta a função de transferência da impedância de saída vista pelo conversor dada por:

$$Z_o(s) = \frac{Z_{Cf}(s) \cdot \left[ \frac{Z_{Lf}(s) \cdot (R_d + Z_{Ld}(s))}{Z_{Lf}(s) + (R_d + Z_{Ld}(s))} \right]}{Z_{Cf}(s) + \left[ \frac{Z_{Lf}(s) \cdot (R_d + Z_{Ld}(s))}{Z_{Lf}(s) + (R_d + Z_{Ld}(s))} \right]}, \quad (4.32)$$

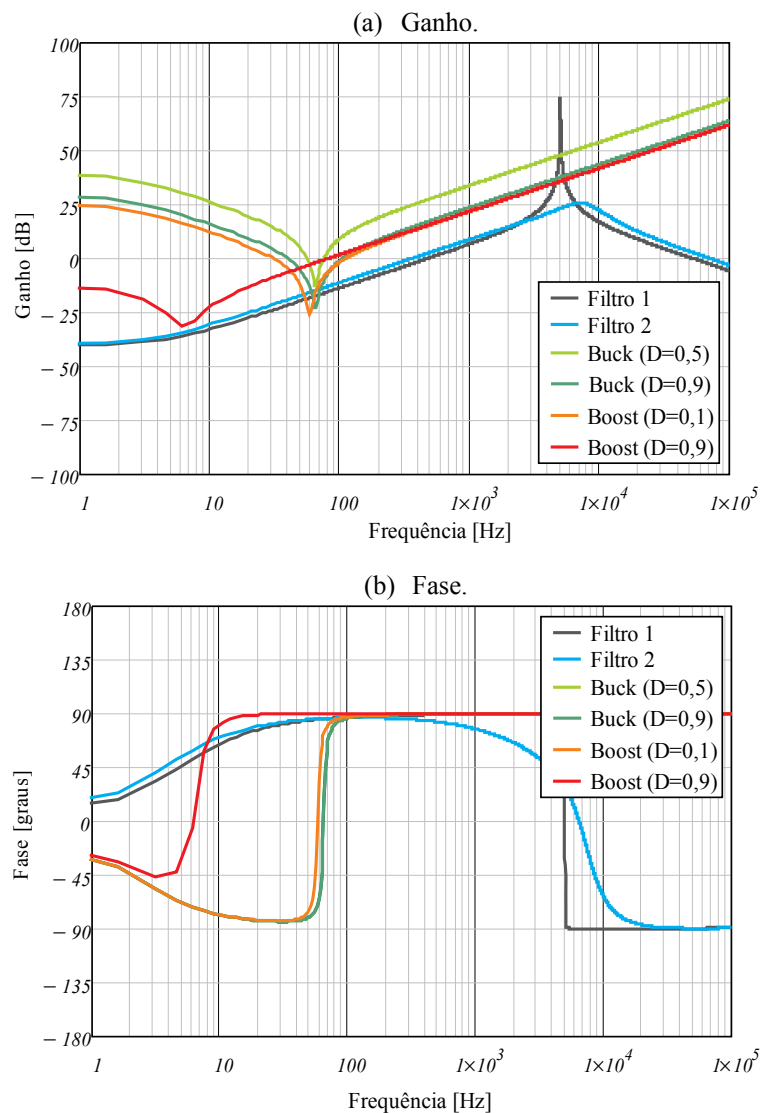
Onde:

$$\begin{cases} Z_{Cf}(s) = R_{Cf} + \frac{1}{s \cdot C_f}, \\ Z_{Lf}(s) = R_{Lf} + s \cdot L_f, \\ Z_{Ld}(s) = R_{Ld} + s \cdot L_d. \end{cases}$$

Na Figura A.3 é apresentado o diagrama de *Bode* das funções de transferência da impedância de entrada do conversor em cada modo de operação, apresentadas no item 4.3,

para vários valores de razão cíclica e a impedância de saída do filtro entrada com e sem a presença do circuito de amortecimento.

Figura A.3 – Diagrama de *Bode* das impedâncias: (a) Ganho, (b) Fase.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Verifica-se através dos diagramas de *Bode* apresentados na Figura A.3 que o filtro com amortecimento, representado por *Filtro 2*, apresenta uma menor influência na dinâmica do conversor. Ao contrário do filtro sem amortecimento, *Filtro 1*, que apresenta uma grande influência, pois o mesmo possui um valor de pico elevado na frequência de corte.

Para finalizar, são apresentadas a seguir as referências sobre o estudo de filtros de entrada em conversores com correção de fator de potência.

Em (VLATKOVIC; BOROJEVIC; LEE, 1996), é abordada uma metodologia de projeto para o filtro de entrada de conversores com correção de fator de potência e é relacionado diretamente o valor a capacitância do filtro com o fator de potência obtido.

Segundo o autor citado, quanto maior o valor da capacitância do filtro maior será o deslocamento entre a tensão e a corrente de entrada e assim deteriorando o fator de potência.

Já em (SPIAZZI; ROSSETO; POMILIO, 1998) e (SUN, 2004) são propostas soluções para corrigir o desfasamento entre a tensão e a corrente de entrada; e também a distorção pela passagem por zero, melhorando assim o fator de potência. Na implementação da estratégia de controle foi utilizado um atraso na referência da malha de corrente para minimizar esse desfasamento, como pode ser verificado nos apêndices a seguir.

## A.2 Ganho de Amostragem de Corrente

O sensor de corrente utilizado é do fabricante Allegro, o mesmo possui a referência ACS712. Os dados deste sensor podem ser obtidos em (ALLEGRO, 2012).

A seguir é apresentado o código para o cálculo do ganho da amostragem de corrente.

```
% Planilha para o cálculo do ganho do sensor de corrente

% Ganho do sensor em mV/A (consultar folha de dados do fabricante)
Gs=100;

% Tensão de referência do conversor A/D
ADref=4.95;

% Fundo de escala do conversor A/D
ADres=1023;

% Fator de escalonamento das medições, implementado via firmware
Klei=1/2;

% Ganho final da leitura digital
Hi=Klei*(Gs/1000)/(ADref/ADres);
```

A partir de código apresentado acima obteve um ganho igual a 10,333.

*Página em branco.*



### A.3 Algoritmo para o Projeto dos Controladores

Os códigos para o projeto dos controladores de corrente e de tensão foram implementados no *software MATLAB*. A seguir é apresentado o código para o projeto do controlador de corrente para o modo de operação *Boost*.

```
% Script para o cálculo do controlador de corrente no Plano w
% Modo Boost
% Versão: xx
% Data da última atualização: 18-06-2013

clear all;
close all;
clc

% Dados do conversor
vi=220;    po=1e3;    vo=162; n=0.95;
vt=1200;   fs=24960; Db=0.5;
ro=26.244; l=2e-3;   co=2e-3;   rse=0.05;
beta=vo/(vi*sqrt(2)); ip=6.767;   ief=ip/sqrt(2);  ipl=(ip/beta);

% Variáveis de simplificação
a=((ief*co*rse)/(1-Db))+((vo*co*(1+rse))/((1-Db)^2));
b=((ro*(1-Db)*ief)+vo)/(ro*((1-Db)^2));
c=(l*co*((rse/ro)+1))/((1-Db)^2);
d=(co*rse)+(1/(ro*((1-Db)^2)));
num=[a b];
den=[c d 1];      % Equação característica
Gil=tf(num,den);  % Função de transferência da Planta Gi
display('Função de transferência da planta no plano s: ');
display(Gil);

% Função de transferência simplificada
Gi2=tf([vo],[l 0]); % Função de transferência da Planta Gi

% Filtro passa baixa (amostragem da corrente)
fofb=fs;    rfb=1.7e3;    cfb=3.3e-9;
Gfpb=tf([1],[rfb*cfb 1]);
display('Função de transferência do filtro passa-baixa: ');
display(Gfpb);

% Filtro de entrada
fofi=3e3;    req=(vi*sqrt(2))/ip;
cfi=4.4e-6;  lfi=750e-6;
Gfi=tf([1],[lfi*cfi lfi/req 1]);
display('Função de transferência do filtro passa-baixa: ');
display(Gfi);

% Adição dos ganhos a FT da planta
Gpwm=1/vt;    Hi=10.33;
Gi=Gi1*Hi*Gpwm*Gfpb;
display('Função de transferência com adição dos ganhos é: ');
display(Gi);

% Frequência de amostragem do sinal
fa=fs;        ta=1/fa;    % Período de amostragem

% Discretização pelo método ZOH
Gz=c2d(Gi,ta,'zoh');
```

```

display('A função de transferência da planta no plano Z é:');
display(Gz);

% Mudança para o plano w
Gw=d2c(Gz,'tustin');
display('A função de transferência da planta no plano W é: ');
display(Gw);
figure(1)
bode(Gw)
margin(Gw)
grid on

% Escolhe-se uma frequência de cruzamento igual:
fci=fs/8;
wci=2*pi*fci;

% O zero é alocado na seguinte frequência
fzi=fci/4;
wzi=2*pi*fzi;

% Correção das frequências do plano s para o w
vci=(2/ta)*tan(pi*fci*ta); % Frequência de cruzamento corrigida
fvi=vci/(2*pi);
vzi=(2/ta)*tan(pi*fzi*ta); % Frequência do zero corrigida

% O projeto do controlador C é realizado no Sisotool do MATLAB
sisotool(Gw)
pause
% O valor do controlador C é retornado ao workspace

% Discretização do controlador
Cz=c2d(C,ta,'tustin');
display('A função de transferência do controlador no plano Z é:');
display(Cz);
[numgc,dengc]=tfdata(Cz,'v');
display(numgc)
display(dengc)

%Discretização da planta
Gz=c2d(Gw,ta,'tustin');

% Malha fechada
figure(2)
bode(Cz*Gz)
margin(Cz*Gz)
[Gm,Pm,Wcg,Wcp]=margin(Cz*Gz);
Pm; % Margem de fase em graus
GmdB=20*log10(Gm); % Margem de ganho em dB
fcm=Wcp/(2*pi); % Frequência de cruzamento em malha fechada

figure(3)
Ga=d2c(Gz,'zoh');
Ca=d2c(Cz,'zoh');
bode(Ca*Ga)
margin(Ca*Ga)

```

A seguir é apresentado o código para o projeto do controlador de corrente no modo de operação *Buck*.

```

% Script para o cálculo do controlador de corrente no Plano w
% Modo Buck
% Versão: xx
% Data da última atualização: 18-06-2013

clear all;
close all;
clc

% Dados do conversor
vi=220;    po=1e3;    vo=162;    n=0.95;
vt=1200;   fs=24960;
ro=26.244; l=2e-3;   co=2e-3;   rse=0.05;
ri=0.08;   cb=66.667;
beta=vo/(vi*sqrt(2));  ipl=(ip/beta);  ip=6.767;  ief=ip/sqrt(2);

% Variáveis de simplificação
a=co*((rse/ro)+1);    b=1/ro;
c=l*co*((rse/ro)+1);  d=co*rse+(l/ro);
num=vi*[a b];
den=[c d 1];          % Equação característica
Gi1=tf(num,den);      % Função de transferência da Planta Gi
display('Função de transferência da planta no plano s: ');
display(Gi1);
% Função de transferência simplificada
Gi2=tf([vi],[l 0]);

% Dados do filtro de saída (LC para o modo Buck)
fzo=1/(2*pi*rse*co);
wzo=2*pi*fzo;

% Filtro passa baixa (amostragem da corrente)
fofb=fs;
rfb=1.7e3;
cfb=3.3e-9;
Gfpb=tf([1],[rfb*cfb 1]);
display('Função de transferência do filtro passa-baixa: ');
display(Gfpb);

% Filtro de entrada
fofi=3e3;
req=(vi*sqrt(2))/ip;
cfi=4.4e-6;
lfi=750e-6;
Gfi=tf([1],[lfi*cfi lfi/req 1]);
display('Função de transferência do filtro passa baixa: ');
display(Gfi);

%Adição dos ganhos a FT da planta
Gpwm=1/vt;    Hi=10.33;
Gi=Gi1*Hi*Gpwm*Gfpb;
display('Função de transferência com adição dos ganhos é: ');
display(Gi);

% Frequência de amostragem do sinal
fa=fs;
ta=1/fa; %Período de amostragem

% Discretização pelo método ZOH
Gz=c2d(Gi,ta,'zoh');
display('A função de transferência da planta no plano Z: ');

```

```

display(Gz);

% Mudança para o plano w
Gw=d2c(Gz,'tustin');
display('A função de transferência da planta no plano W é: ');
display(Gw);
figure(1)
bode(Gw)
grid on
margin(Gw)

% Escolhe-se uma frequência de cruzamento igual a:
fci=fs/10;
wci=2*pi*fci;

% O zero é alocado na seguinte da frequência:
fzi=fci/5;
wzi=2*pi*fzi;

% Correção das frequências do plano s para o w
vci=(2/ta)*tan(pi*fci*ta); % Frequência de cruzamento corrigida
fvi=vci/(2*pi);
vzi=(2/ta)*tan(pi*fzi*ta); % Frequência do zero corrigida

% O projeto do controlador C é realizado na interface Sisotool do
MATLAB
sisotool(Gw)
pause
% O valor do controlador C é retornado ao workspace

% Discretização do controlador
Cz=c2d(C,ta,'tustin');
display('A função de transferência do controlador no plano Z: ');
display(Cz);
display(' ');
[numgc,dengc]=tfdata(Cz,'v');
display(numgc)
display(dengc)

% Discretização da planta
Gz=c2d(Gw,ta,'tustin');

%Malha fechada
figure(2)
bode(Cz*Gz)
margin(Cz*Gz)
[Gm,Pm,Wcg,Wcp]=margin(Cz*Gz);
Pm; % Margem de fase em graus
GmdB=20*log10(Gm); % Margem de ganho em dB
fcm=Wcp/(2*pi); % Frequência de cruzamento em malha fechada

figure(3)
Ga=d2c(Gz,'zoh');
Ca=d2c(Cz,'zoh');
bode(Ca*Ga)
margin(Ca*Ga)

```

A seguir é apresentado o código para o projeto do controlador para a malha de controle da tensão no banco de baterias.

```

% Script para o cálculo do controlador no Plano w
% Versão: xx
% Data da última atualização: 18-06-2013

clear all;
close all;
clc

% Dados do conversor
vi=220;      fs=24960;      po=1e3;      vo=162;
n=0.95;     vs=1200;      ip=6.767;
ro=26.244;  l=2e-3;           co=2e-3;
rse=0.05;   rbat=0.08;        cbat=800;
Lf=750e-6;  cf=3.75e-6;         ld=375e-6;
rd=13;      req=45.98;      d=0.5;

beta=vo/(vi*sqrt(2)); ief=ip/sqrt(2); ipl=(ip/beta);

% Variáveis de simplificação (modo Boost)
a=rse*co*ro*(1-d);      b=ro*(1-d);
c=co*(rse+ro);          d=rse*co*ro;
num1=[a b];
den1=[c 1];              %Equação característica
Gvo1=tf(num1,den1);      %Função de transferência da Planta Gvo

% Variáveis de simplificação (modo Buck)
num2=[d ro];
den2=[c 1];              %Equação característica
Gvo2=tf(num2,den2);      %Função de transferência da Planta Gvo

Gvo3=(Gvo1+Gvo2)/2;

%Adição dos ganhos a planta
Hi=10.33;
Git=1/Hi;
Hvo=1/100;
Gvo=Gvo3*Git*Hvo;

figure
bode(Gvo)
grid on
hold on

% amostragem do sinal
fa=fs;      ta=1/fa; %Período de amostragem

Gvoz=c2d(Gvo,ta,'zoh'); %Discretização pelo método ZOH
display('A função de transferência da planta no plano discreto é:
');
display(Gvoz);
display(' ');

% Mudança para o plano-w
Gvow=d2c(Gvoz,'tustin');
display('A função de transferência da planta no plano W é: ');
display(Gvow);
display(' ');

```

```

figure
bode(Gvow)
margin(Gvow)
grid on
hold on

% Escolhe-se uma frequência de cruzamento igual a:
fcv=(fs/6)/60;      wci=2*pi*fcv;

fzv=fcv/10;        wzv=2*pi*fzv;

vc=(2/ta)*tan(pi*fcv*ta);      fv=vc/(2*pi);
vz=(2/ta)*tan(pi*fzv*ta);

% O projeto do controlador C é realizado no Sisotool
sisotool(Gvow)
pause
% O valor do controlador C é retornado ao workspace

Cz=c2d(C,ta,'tustin');
display('A função de transferência no plano Z é: ');
display(Cz);
display(' ');

%Discretização da planta
Gz=c2d(Gvow,ta,'tustin');

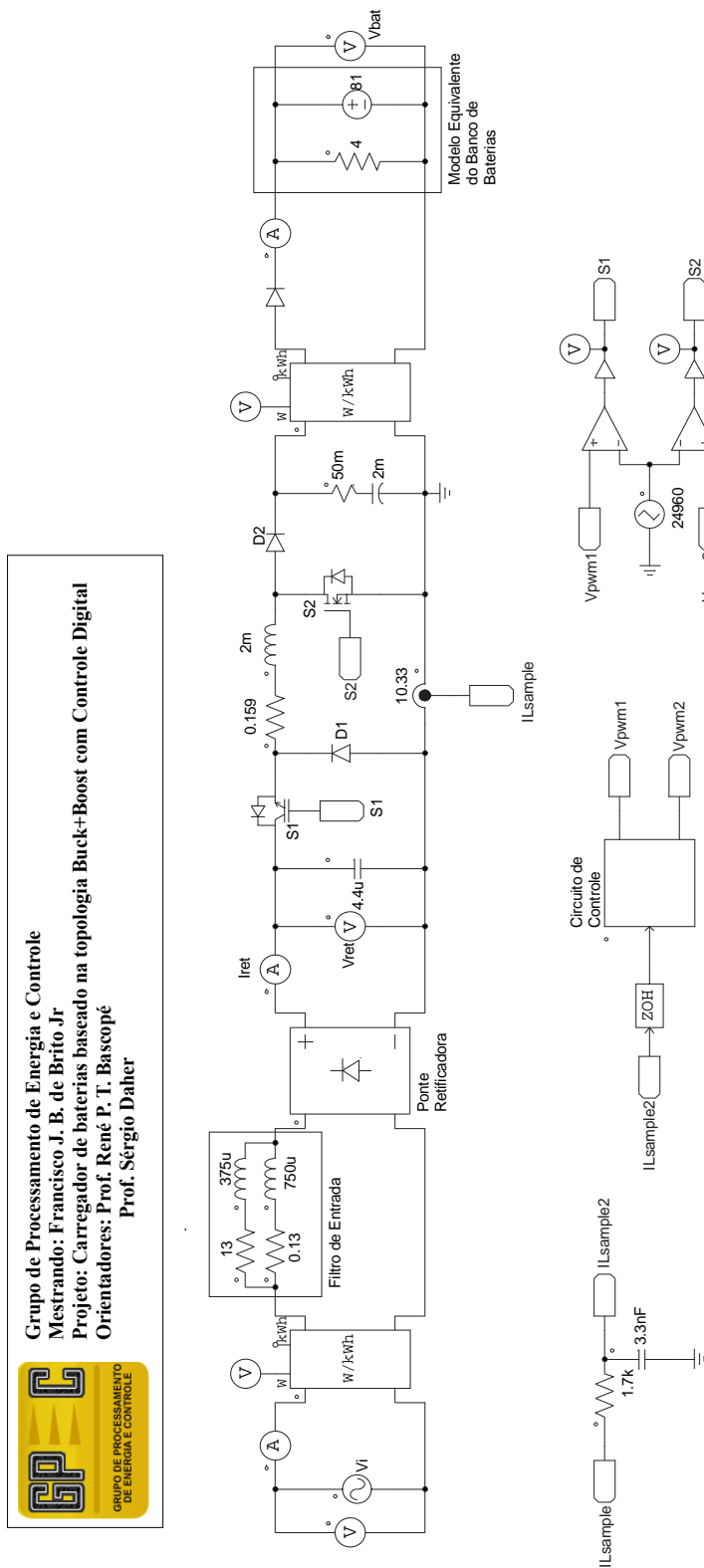
%Malha fechada
figure
bode(Cz*Gvoz)
margin(Cz*Gvoz)
[Gm,Pm,Wcg,Wcp]=margin(Cz*Gvoz);
%Margem de fase em graus
Pm;
%Margem de ganho em dB
Gm dB=20*log10(Gm);
%Frequência de cruzamento em malha fechada
fcm=Wcp/(2*pi);

```

### A.4 Esquemático e Código utilizados na Simulação

O esquemático utilizado na simulação é mostrado na Figura A.4.

Figura A.4 – Esquemático utilizado na simulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O código para implementar o controle digital na simulação é apresentado a seguir.

```

/*=====
Código: Controle Digital do Conversor Buck+Boost
Data: 27-07-13
Versão: ---
=====*/

static int PI,PI_TMP,PI_A=0;
static int PI_OUT=0;
static int A0, A1;
static int erro,erro_A=0;

static int vc_TMP,vc_A=0,vc_A2=0,vc_A3=0;

void Controlador(void)
{
    PI_TMP = (A0*erro - A1*erro_A);
    PI = (PI_A + PI_TMP);
    PI_A=PI;
    erro_A = erro;
    PI_OUT=(PI/5);
}

static unsigned int
tab_boost[]={0,8,15,23,30,38,45,53,60,68,75,83,90,98,105,112,120,127,134,142,149,156,163,170,177,1
84,191,198,205,212,219,226,232,239,246,252,259,265,271,278,284,290,296,302,308,314,320,326,332,3
37,343,348,354,359,364,369,374,379,384,389,394,398,403,407,411,416,420,424,428,432,436,439,443,4
46,450,453,456,459,462,465,468,470,473,475,477,480,482,484,485,487,489,490,492,493,494,495,496,4
97,498,499,499,499,500,500,500,500,500,499,499,499,498,497,496,495,494,493,492,490,489,487,485,
484,482,480,477,475,473,470,468,465,462,459,456,453,450,446,443,439,436,432,428,424,420,416,411,
407,403,398,394,389,384,379,374,369,364,359,354,348,343,337,332,326,320,314,308,302,296,290,284,
278,271,265,259,252,246,239,232,226,219,212,205,198,191,184,177,170,163,156,149,142,134,127,120,
112,105,98,90,83,75,68,60,53,45,38,30,23,15,8,0 };

static unsigned int
tab_buck[]={0,0,0,1,2,3,4,6,7,9,11,14,16,19,22,25,29,32,36,40,44,49,53,58,63,68,73,79,84,90,96,102,10
8,114,121,127,134,141,147,154,161,168,176,183,190,198,205,212,220,227,235,242,250,258,265,273,28
0,288,295,302,310,317,324,332,339,346,353,359,366,373,379,386,392,398,404,410,416,421,427,432,43
7,442,447,451,456,460,464,468,471,475,478,481,484,486,489,491,493,494,496,497,498,499,500,500,50
0,500,500,499,498,497,496,494,493,491,489,486,484,481,478,475,471,468,464,460,456,451,447,442,43
7,432,427,421,416,410,404,398,392,386,379,373,366,359,353,346,339,332,324,317,310,302,295,288,28
0,273,265,258,250,242,235,227,220,212,205,198,190,183,176,168,161,154,147,141,134,127,121,114,10
8,102,96,90,84,79,73,68,63,58,53,49,44,40,36,32,29,25,22,19,16,14,11,9,7,6,4,3,2,1,0,0,0 };

static int modo = 0;
static unsigned int IL;
static unsigned int REF;
static unsigned int point=0;
static int vc=1000;

#define Tdelay 8
static int yf;
static int xdelay;
void ref_buck_delay()
{
    xdelay = point - Tdelay;
    if(xdelay<0)xdelay = 207 + xdelay;
    yf=(REF*tab_buck[xdelay])/248;
}

```



```

void ref_boost_delay()
{
    xdelay = point - Tdelay;
    if(xdelay<0)xdelay = 207 + xdelay;
    yf=(REF*tab_boost[xdelay])/476;
}

#define TOP_PWM      1200
#define MAX_WIDTH    1200
#define MIN_WIDTH    0

void controle(void)
{
    if(modo){
        erro=0;
        ref_buck_delay();
        erro=yf-IL;
        A0=90; A1=83;
        Controlador();
        vc=PI_OUT;
    }
    else{
        erro=0;
        ref_boost_delay();
        erro=yf-IL;
        A0=80; A1=60;
        Controlador();
        vc=PI_OUT;
    }

    if( (vc<MAX_WIDTH)&&(modo==0) ){modo=1;} // Boost(0) Buck(1)
    if( (vc>MAX_WIDTH)&&(modo==1) ){modo=0;}

    if(modo==1){ // Modo buck
        if(vc >= MAX_WIDTH) vc=MAX_WIDTH;
        else if(vc <= 0) vc=0;

        vc_TMP = (vc+vc_A+vc_A2+vc_A3);
        vc=vc_TMP/4;
        vc_A = vc;
        vc_A2 = vc_A;
        vc_A3 = vc_A2;

        y1 = vc; // Buck modulando...
        y2 = 0; // Boost desligado
    }
    else{ // Modo Boost
        vc = vc - MAX_WIDTH;
        if(vc >= MAX_WIDTH) vc = MAX_WIDTH;
        else if(vc <= 0) vc=0;

        y1 = TOP_PWM; // Chave Buck sempre fechada
        y2 = vc; // Boost operando
    }
}

IL = (int)x2;
REF=66;

```

```
//=====
controle();
//=====

point++; if(point>207) point=0;
y3 = erro;
y4 = erro_A;
y5=PI_TMP;
y6=PI;
```

## A.5 Código implementado no Microcontrolador

A rotina principal do código implementado no dispositivo microcontrolador da família 30F4011 da Microchip® é listada a seguir.

```
#include "p30f4011.h"

_FOSC(0xBFE7); //0xBFE7 (XT-PLL-x16)
_FWDT(WDT_OFF);

#define SINCOK_IS_INPUT      TRISBbits.TRISB6 = 1
#define SINCOK_IS_HIGH      LATBbits.LATB6 = 1
#define SINCOK_LEVEL        PORTBbits.RB6

#define SINC_IS_INPUT        TRISEbits.TRISE8 = 1
#define SINC_IS_HIGH        LATEbits.LATE8 = 1
#define SINC_LEVEL          PORTEbits.RE8

#define SINCHF_IS_INPUT      TRISBbits.TRISB5 = 1
#define SINCHF_IS_HIGH      LATBbits.LATB5 = 1
#define SINCHF_LEVEL        PORTBbits.RB5
int Sinc_LevelA=0;

#define PINTESTE01_IS_OUTPUT TRISBbits.TRISB7 = 0
#define PINTESTE01_HIGH     LATBbits.LATB7 = 1
#define PINTESTE01_LOW      LATBbits.LATB7 = 0
unsigned char xTEST01;
#define DEBUG01 xTEST01++;if(xTEST01&0x01)PINTESTE01_HIGH;else
PINTESTE01_LOW;

#define PINTESTE02_IS_OUTPUT TRISBbits.TRISB8 = 0
#define PINTESTE02_HIGH     LATBbits.LATB8 = 1
#define PINTESTE02_LOW      LATBbits.LATB8 = 0
unsigned char xTEST02;
#define DEBUG02 xTEST02++;if(xTEST02&0x01)PINTESTE02_HIGH;else
PINTESTE02_LOW;

//=====
// Variaveis globais de uso geral
//=====
int TetaInt=0;
unsigned int CSTARTUP=500;
unsigned int Apageme=0;
unsigned char c=0;
//=====

void define_portas(void)
{
    SINC_IS_INPUT;          //
    SINC_IS_HIGH;          //
    SINCHF_IS_INPUT;       //
    SINCHF_IS_HIGH;        //

    SINCOK_IS_INPUT;       //
    SINCOK_IS_HIGH;

    PINTESTE01_IS_OUTPUT;
    PINTESTE02_IS_OUTPUT;
}
```

```

void habilita_interrupcoes(void)
{
    IEC0bits.ADIE = 1;           // Enable AD interrupt
    IPC2bits.ADIP = 7;          // Higher priority to AD interrupt
}

void FAST_MAIN(void);
#include "PWM_AD_M02.C"
#include "controle.c"
#include "ICS_OCS.C"
#include "DELAY.C"
#include "LTECV4_DSPIC.c"
#include "SERIAL.c"
#include "TELAS.c"

//=====
// FAST_MAIN
//=====
unsigned char flag_con=0;
unsigned char i_con=0;
void FAST_MAIN(void)
{
    if(flag_con){
        flag_con=0;
        IC1_VDC1();
        IC2_VDC2();
        log_RTDFASTmain(); RTDFASTmain_send();
    } // close if(flag_con)
} // close void FAST_MAIN(void)
//=====
// FAST_MAIN
//=====
int main (void)
{
    define_portas();
    configure_AD();
    Cfg_PWM();
    Cfg_ICs();
    habilita_interrupcoes();
    Cfg_OCs();
    Cfg_UART();
    Cfg_LCD();

    epal_lcd("testando PWM !!!!");
    delay__ms(100);
    apaga_lcd();

    while(1){
        c = le_teclado4(0);
        seletor_telas(c);
        trata_serial();
    }
}

//*****
//*****
// INTERRUPTÃO DO CONVERSOR A/D ==> LEITURAS E CONDICIONAMENTO
//*****
//*****
void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt(void)
{

```

```

IFS0bits.ADIF = 0;    //
PINTESTE01_HIGH;
AdBuf_A0 = ADCBUF0;
AdBuf_A1 = ADCBUF1;  //
AdBuf_A2 = ADCBUF2;  //
AdBuf_A3 = ADCBUF3;  //
AdBuf_A4 = ADCBUF4;  //
AdBuf_A5 = ADCBUF5;  //
AdBuf_A6 = ADCBUF6;  //
AdBuf_A7 = ADCBUF7;  //
AdBuf_A8 = ADCBUF8;  //

AD_IL = AdBuf_A1;    // Amostragem da corrente no indutor

IL = (AD_IL - OFFSET_IL)/2;
if(IL>380)IL=380; if(IL<-380)IL=-380;

i_con++;
if(i_con>=10){i_con=0;flag_con=1;}
  if(!SINCOK_LEVEL){
    if(SINC_LEVEL){
      if(Sinc_LevelA==0){
        TetaInt = 0;
        Sinc_LevelA=1;
        if((Nsamples==NMAXsamples)&&(AcqOK==0))Flag_START=1;
      }
    }
    else{
      if(Sinc_LevelA==1){
        TetaInt = 0;
        Sinc_LevelA=0;
        if((Nsamples==NMAXsamples)&&(AcqOK==0))Flag_START=1;
      }
    }
    if(TetaInt<206)TetaInt = TetaInt + 1;
  }
  else{
    CSTARTUP=10000; //
    TetaInt = 0;
  }
}
//SINCRONISMO,TETA,CSTARTUP
//=====
  if(CSTARTUP==1)MACRO_PWMs_ON;
  if(CSTARTUP>0)CSTARTUP--;
//=====
  if(CSTARTUP==0){
//=====
// Incluir algoritmo de controle aqui
if(modo){
  ref_buck_delay();
  erro_Buck=yf-IL;
  A0_Buck=90; A1_Buck=83;
  Buck();
  vc=PI_OUT_Buck;
}
else{
  ref_boost_delay();
  erro_Buck=yf-IL;
  A0_Buck=80; A1_Buck=60;
  Buck();
}
}

```

```

        vc=PI_OUT_Buck;
    }

    if( (vc<MAX_WIDTH)&&(modo==0) ){modo=1;}
    if( (vc>MAX_WIDTH)&&(modo==1) ){modo=0;}

    if(modo==1){ // Modo buck
        if(vc > MAX_WIDTH) vc=MAX_WIDTH;
        if(vc <= (MIN_WIDTH/2)) vc=0;
        else
            if(vc <= (MIN_WIDTH)) vc=MIN_WIDTH;
        PDC1 = vc; // Buck modulando...
        PDC2 = 0; // Boost desligado
    }
    else{ // Modo Boost
        vc = vc - MAX_WIDTH;
        if(vc > MAX_WIDTH) vc = MAX_WIDTH;
        if(vc <= (MIN_WIDTH/2)) vc=0;
        else
            if(vc <= (MIN_WIDTH)) vc=MIN_WIDTH;
        PDC1 = TOP_PWM+100; // Chave Buck sempre fechada
        PDC2 = vc; // Boost operando
    }

    // Incluir algoritmo de controle aqui
    //=====
        } // close if(CSTARTUP==0)
        else{
    //=====
    // Desa. PWMs e ini.integradores
        MACRO_PWMs_OFF;
        PI_OUT_Buck=0;
        PI_A_Buck=0;
        erro_A_Buck=0;
        vc=0;
    // Desliga as saídas de PWM
    //=====
        } // Close else if(CSTARTUP==0){

        RTDHFint();
        PINTESTE01_LOW;

    } // Close AD interrupt

    //*****
    //*****
    // INTERRUPTÇÃO PWM ==> ROTINAS DE CONTROLE E ATUALIAZACAO DOS PWMS
    //*****
    //*****
    void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
    {
    // ADCON1bits.ASAM=1; // Inicia a sequencia de aquisição (NAMOS =
    (SMPI+1)
        IFS2bits.PWMIF = 0;
        PINTESTE02_HIGH;
    //=====
    // SINCRONISMO,TETA,CSTARTUP
        PINTESTE02_LOW;
    } // Close void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)

```

A seguir é apresentada rotina do controle.

```

int PI_Buck,PI_TMP_Buck,PI_A_Buck=0;
int PI_OUT_Buck=0;
int A0_Buck,A1_Buck;
int erro_Buck,erro_A_Buck=0;

void Buck(void)
{
    PI_TMP_Buck = (A0_Buck*erro_Buck - A1_Buck*erro_A_Buck);
    PI_Buck = (PI_A_Buck + PI_TMP_Buck);
    PI_A_Buck=PI_Buck;
    erro_A_Buck = erro_Buck;
    PI_OUT_Buck=(PI_Buck/5);
}

const unsigned int
tab_boost[]={0,8,15,23,30,38,45,53,60,68,75,83,90,98,105,112,120,127,1
34,142,149,156,163,170,177,184,191,198,205,212,219,226,232,239,246,252
,259,265,271,278,284,290,296,302,308,314,320,326,332,337,343,348,354,3
59,364,369,374,379,384,389,394,398,403,407,411,416,420,424,428,432,436
,439,443,446,450,453,456,459,462,465,468,470,473,475,477,480,482,484,4
85,487,489,490,492,493,494,495,496,497,498,499,499,499,500,500,500,500
,500,499,499,499,498,497,496,495,494,493,492,490,489,487,485,484,482,4
80,477,475,473,470,468,465,462,459,456,453,450,446,443,439,436,432,428
,424,420,416,411,407,403,398,394,389,384,379,374,369,364,359,354,348,3
43,337,332,326,320,314,308,302,296,290,284,278,271,265,259,252,246,239
,232,226,219,212,205,198,191,184,177,170,163,156,149,142,134,127,120,1
12,105,98,90,83,75,68,60,53,45,38,30,23,15,8,0 };

const unsigned int
tab_buck[]={0,0,0,1,2,3,4,6,7,9,11,14,16,19,22,25,29,32,36,40,44,49,53
,58,63,68,73,79,84,90,96,102,108,114,121,127,134,141,147,154,161,168,1
76,183,190,198,205,212,220,227,235,242,250,258,265,273,280,288,295,302
,310,317,324,332,339,346,353,359,366,373,379,386,392,398,404,410,416,4
21,427,432,437,442,447,451,456,460,464,468,471,475,478,481,484,486,489
,491,493,494,496,497,498,499,500,500,500,500,500,500,499,498,497,496,494,4
93,491,489,486,484,481,478,475,471,468,464,460,456,451,447,442,437,432
,427,421,416,410,404,398,392,386,379,373,366,359,353,346,339,332,324,3
17,310,302,295,288,280,273,265,258,250,242,235,227,220,212,205,198,190
,183,176,168,161,154,147,141,134,127,121,114,108,102,96,90,84,79,73,68
,63,58,53,49,44,40,36,32,29,25,22,19,16,14,11,9,7,6,4,3,2,1,0,0,0 };

int modo = 0;
int vc=1000;
int trava=0;
int REF=33;
unsigned int ishape;

void ref_buck()
{
    ishape=(REF*tab_buck[TetaInt])/248;
}

void ref_boost()
{
    ishape=(REF*tab_boost[TetaInt])/476;
}

#define Tdelay 6
int yf;

```

```
int xdelay;
void ref_buck_delay()
{
    xdelay = TetaInt - Tdelay;
    if(xdelay<0)xdelay = 207 + xdelay;
    yf=(REF*tab_buck[xdelay])/248;
}

void ref_boost_delay()
{
    xdelay = TetaInt - Tdelay;
    if(xdelay<0)xdelay = 207 + xdelay;
    yf=(REF*tab_boost[xdelay])/476;
}
```

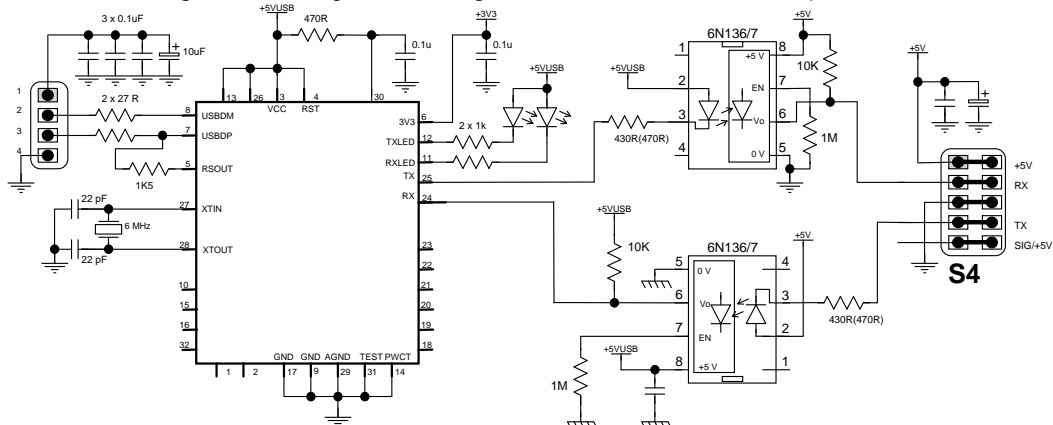






Para o coleta dos resultados internos do microcontrolador é utilizada uma placa de interface para a comunicação serial, cujo esquemático é apresentado na Figura A.9.

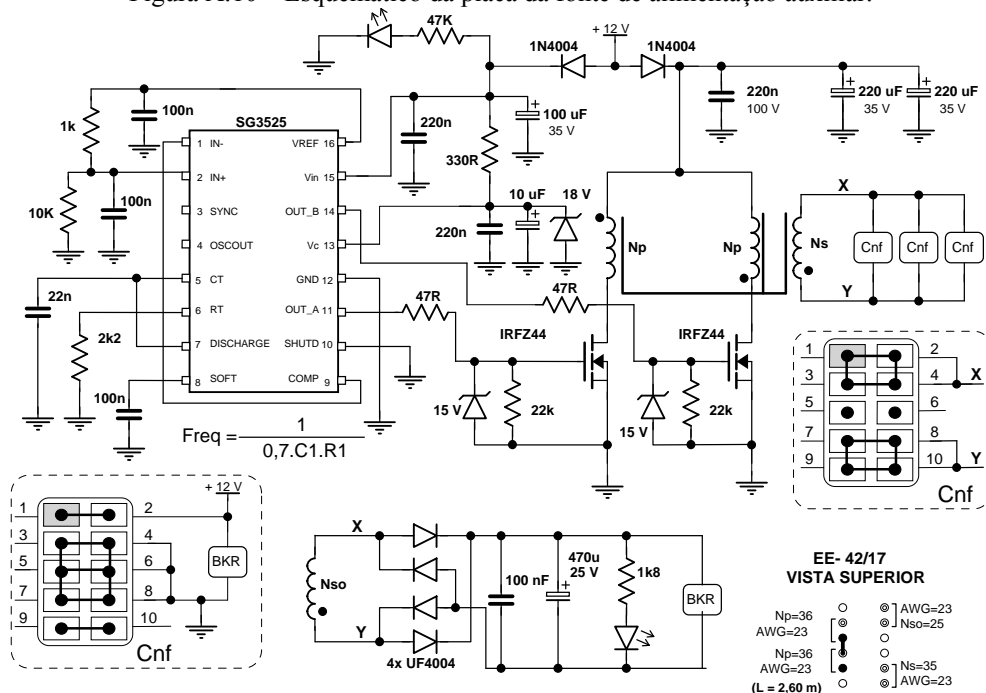
Figura A.9 – Esquemático da placa de interface de comunicação serial.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O esquemático da fonte de alimentação auxiliar é apresentado na Figura A.10.

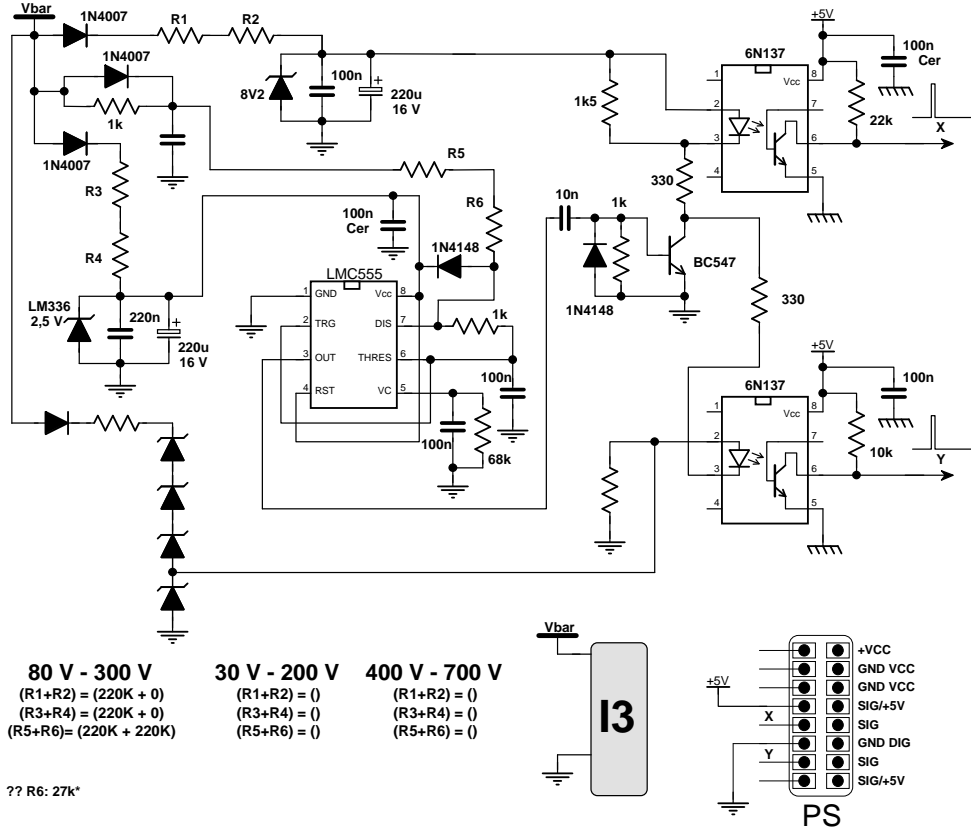
Figura A.10 – Esquemático da placa da fonte de alimentação auxiliar.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para verificação do valor da tensão de saída do conversor foi implementado um circuito oscilador controlado por tensão. Onde, um sinal pulsado é gerado de acordo com o nível da tensão de saída do conversor. Na Figura A.11 é apresentado o esquemático desta placa.

Figura A.11 – Esquemático da placa do oscilador controlado por tensão.



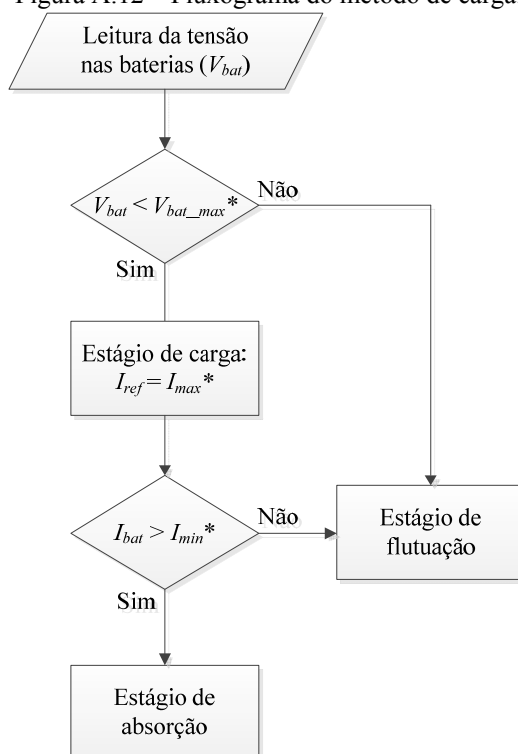
Fonte: Elaborada pelo autor.

## A.7 Implementação do Método de Carga das Baterias

Neste apêndice é apresentado o método de carga implementado em uma simulação computacional no *software* PSIM.

No item 1.6.1 foi descrito as etapas de um algoritmo de três estágios para a implementação do método de carga. Na Figura A.12 é apresentado o fluxograma do método de carga implementado, o mesmo é baseado no algoritmo apresentado em (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2004).

Figura A.12 – Fluxograma do método de carga.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Onde:

$I_{max}^*$  é a referência máxima da corrente, o mesmo pode ser considerado igual a 25% da capacidade das baterias;

$I_{min}^*$  é a referência mínima da corrente, o mesmo pode ser considerado igual a 5% da capacidade das baterias;

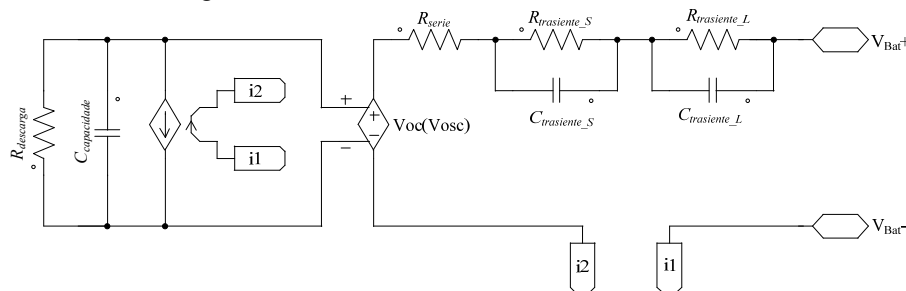
$V_{bat\_max}^*$  é a referência da tensão de absorção das baterias;

$V_{bat\_min}^*$  é a referência da tensão de flutuação das baterias.

O esquemático e o código utilizados na simulação foram apresentados no apêndice A.4.

O modelo elétrico do banco de baterias utilizado na simulação foi extraído a partir de (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006). O modelo representa de forma mais precisa as características elétricas e o comportamento dinâmico das baterias quando comparado ao modelo composto por uma resistência em série com uma capacitância. Entretanto, o mesmo ainda não consegue representar fielmente o comportamento de uma bateria. Na Figura A.13 é ilustrado o modelo elétrico do banco de baterias.

Figura A.13 – Modelo elétrico do banco de baterias.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os parâmetros do modelo foram otimizados visando um melhor processamento computacional devido às limitações encontradas na máquina em que foi realizada a simulação; Os valores dos parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela A.1:

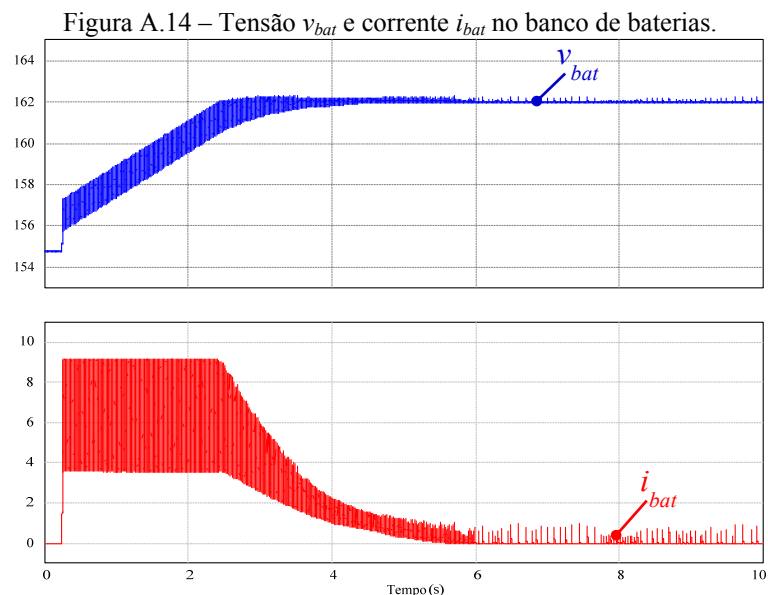
Tabela A.1 – Parâmetros do modelo elétrico do banco de baterias.

Parâmetro	Valor
Capacitância do modelo	$C_{capacidade} = 3 F$
Resistência de descarga	$R_{descarga} = 1 \cdot 10^6 \Omega$
Resistência série	$R_{serie} = 270 \cdot 10^{-3} \Omega$
Capacitância do transiente de curto período	$C_{transiente\_S} = 120 F$
Resistência do transiente de curto período	$R_{transiente\_S} = 150 \cdot 10^{-3} \Omega$
Capacitância do transiente de longo período	$C_{transiente\_L} = 2 \cdot 10^3 F$
Resistência do transiente de longo período	$R_{transiente\_L} = 100 \cdot 10^{-3} \Omega$

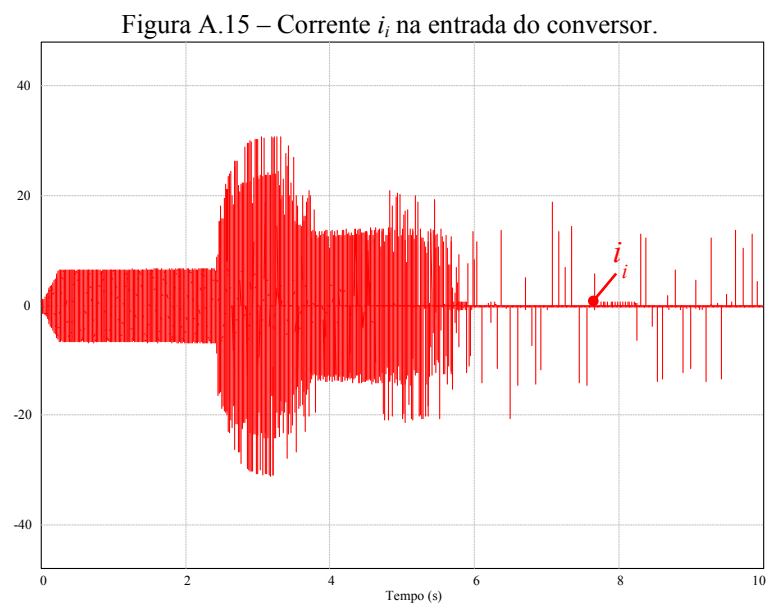
Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor da capacitância do barramento de saída foi aumentado, visando uma menor ondulação de corrente no banco de baterias. Uma maior associação em paralelo de capacitores propicia uma resistência série equivalente menor, portanto, fazendo com que as componentes alternadas da corrente de saída do conversor circulem pela capacitância ao invés de circular pelo banco de baterias.

Na Figura A.14 é ilustrado o comportamento da tensão e da corrente no banco de baterias durante o período de recarga. O comportamento da corrente na entrada do conversor é ilustrado na Figura A.15.



Fonte: Elaborada pelo autor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Através das formas de onda apresentadas verifica-se o comportamento do conversor quando o mesmo é utilizado para carregar um banco de baterias com a implementação de um método de carga.