Jesiel da Luz Ferro

CARREGADOR DE BATERIAS DE ÍON-LÍTIO TRIFÁSICO DE 12 KW

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.
Orientador: Prof. Dr. Ivo Barbi

Florianópolis
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Ferro, Jesiel
Carregador de baterias de íon-lítio trifásico de 12 kW / Jesiel Ferro ; orientador, Ivo Barbi, 2018.
241 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Carregadores de baterias. 3. Baterias de íon lítio. 4. Eletrônica de potência. 5. Controle de conversores estáticos. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. III. Título.

Jesiel da Luz Ferro

CARREGADOR DE BATERIAS DE ÍON-LÍTIO TRIFÁSICO DE 12 KW

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de "Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas" e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas

Florianópolis, 10 de setembro de 2018.

Prof. Werner Kraus Junior, Dr.
Coordenador

Banca Examinadora:

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Cesare Quinteiro Pica, Dr.
Fundação CERTI

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente e principalmente, ao professor Ivo Barbi por sua disponibilidade, compreensão e conhecimentos transmitidos na orientação deste trabalho. Foi um longo período de aulas e reuniões que colaboraram com a elaboração desta pesquisa.

Aos membros da banca examinadora que dedicaram seu tempo analisando o trabalho e propuseram sugestões para aperfeiçoamento do mesmo.

Ao Professor Ricardo Rüther, por disponibilizar o laboratório Fotovoltaica UFSC e os equipamentos presentes para realização das pesquisas e desenvolvimento do protótipo.

Aos meus colegas de curso e colegas do laboratório, Augusto Manfroi Medeiros, Carlos Eduardo Possamai, Gustavo Duarte Costa, Cássio Maraffon, Victor Luiz Borges, Vitor Fiori, José Beckhäuser, Feres Azevedo Salem e João Marcel Serafin pelas contribuições e sugestões no desenvolvimento deste trabalho.

À equipe Fotovoltaica UFSC, pelos momentos de apoio e descontração proporcionados e pelos conhecimentos fornecidos.

À ENGIE, pelo financiamento do projeto.

Ao CNPq, pela bolsa de pesquisa disponibilizada.

À minha família que sempre esteve ao meu lado em minhas decisões.

À minha namorada, Marcela Lehmkuhl Damiani, pelo apoio e compreensão.

A Deus, pela vida.

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

RESUMO

Esta dissertação apresenta uma proposta para um carregador de baterias de íon-lítio de 12 kW que fará o carregamento lento de um banco de baterias estacionárias a partir da rede elétrica trifásica. A estrutura dos prédios onde o carregador será instalado é coberta por módulos fotovoltaicos que geram créditos para o consumidor. Logo, é possível afirmar que as baterias são carregadas indiretamente a partir da energia solar. O banco de baterias estacionárias fará o armazenamento de energia e será utilizado posteriormente para fazer a carga rápida do ônibus elétrico desenvolvido pelo grupo Fotovoltaica UFSC. O carregador proposto é simples, robusto e possui um alto fator de potência, sendo composto por dois estágios: o primeiro estágio faz a retificação CA-CC através de um retificador 12 pulsos; o segundo, a conversão CC-CC utilizando um conversor *buck interleaved*, adequando a corrente e a tensão do processo de carga das baterias. O estágio de potência, a modelagem e o controle do carregador foram projetados e validados por meio de simulações. Um protótipo foi montado e testado em laboratório, onde foram obtidos os resultados experimentais que validaram a proposta.

Palavras-chave: Carregador de Baterias. Retificador 12 Pulsos. Conversor *Buck Interleaved.*

ABSTRACT

This master's thesis proposes a slow charger for a stationary lithium-ion battery bank from the three-phase power grid. In this study, a building covered by photovoltaic modules generates credits to the consumer. By this reason, it is possible to consider that the batteries are charged by solar energy. The stationary power bank is responsible to store energy that can be used to fast charge the electric bus developed by the Fotovoltaica UFSC group. The proposed battery charger is simple, robust and has a high power factor. It is composed by two stages: the first stage rectifies the AC voltage into DC voltage through a 12-pulse rectifier; and the second stage converts DC to DC using an interleaved buck converter, matching current and voltage charging of the batteries. The power stage, modeling and control design of the charger were performed by calculations and validated through simulations. A prototype of the project was assembled and tested, where the desired experimental results were obtained.

Keywords:. Battery Charger. 12-Pulse Rectifier. Interleaved Buck Converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Evolução do estoque global de carros elétricos de 2010 até 2017..... 38
Figura 2 - Ônibus Elétrico da UFSC. 42
Figura 3 - Diagrama representativo do processamento de energia para carregamento das baterias..... 43
Figura 4 – Baterias de íon-lítio nos formatos cilíndrico e prismático. 53
Figura 5 – Processo eletroquímico em uma célula de íon-lítio. 55
Figura 6 – Vida útil das baterias de íon-lítio em função da temperatura. 57
Figura 7 - Características de carga das baterias de íon-lítio. 61
Figura 8 - Características de descarga da célula P140 a 25°C 63
Figura 9 - Características de carga da célula P140 a 25°C .. 63
Figura 10 – Modelo de Thevenin de uma bateria..... 65
Figura 11 – Modelo baseado em impedância. 66
Figura 12 – Modelo baseado no tempo de execução. 67
Figura 13 – Modelo elétrico proposto por (CHEN; RINCON-MORA, 2006)..... 67
Figura 14 - Topologias de carregadores para sistemas de carregamento de VEs. 75
Figura 15 – Carregador integrado de um VE..... 76
Figura 16 – Carregador indutivo de um VE..... 77
Figura 17 – Carregador capacitivo de um VE..... 78
Figura 18 – Carregador unidirecional com conversor CC-CC *boost interleaved*..... 82
Figura 19 – Carregador bidirecional *half-bridge* (a) e carregador bidirecional *full-bridge* (b). 83
Figura 20 – Retificador a diodos com indutância do lado CC. 84

Figura 21 - Retificador a diodos com indutâncias do lado CA. 85
Figura 22 – Retificador 12 pulsos. 86
Figura 23 - Ponte de Graetz + Conversor *Boost*. 87
Figura 24 – Retificador Vienna. 88
Figura 25 – Retificador *Δ-Switch*..... 89
Figura 26 – Retificador trifásico com filtro ativo + conversor CC-CC *buck interleaved*..... 90
Figura 27 - Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck*. 91
Figura 28 – Retificador SWISS. 92
Figura 29 – Retificador 6S-Buck..... 93
Figura 30 – Retificador *buck-boost*. 94
Figura 31 – Retificador de três níveis Tipo-T..... 95
Figura 32 – Diagrama representativo da conexão do banco de baterias com a rede elétrica. 99
Figura 33 – Circuito completo do carregador de baterias proposto..... 100
Figura 34 – Formas de onda das correntes de entrada do retificador 12 pulsos com característica de fonte de tensão na saída. 102
Figura 35 – Espectro harmônico da corrente de fase para um retificador seis pulsos alimentado por um transformador Δ/Δ e por um transformador Δ/Y..... 103
Figura 36 – Retificador 12 pulsos com transformador Δ/Δ-Y. 104
Figura 37 – Correntes no secundário e no primário do transformador Δ-Δ/Y com retificador 12 pulsos operando em MC1. 105
Figura 38 – Correntes no secundário e no primário do transformador Δ-Δ/Y com retificador 12 pulsos operando em MC2. 106
Figura 39 – Correntes no secundário e no primário do transformador Δ-Δ/Y com retificador 12 pulsos operando em MC3. 107

Figura 40 - Conversor *buck*. 110
Figura 41 – Conversor *buck interleaved*. 111
Figura 42 – Circuitos equivalentes dos intervalos de operação do conversor *buck interleaved* operando com $0 < D < 0,5$. 113
Figura 43 – Formas de onda das correntes e tensões sobre os indutores e da corrente de saída para o conversor *buck interleaved* operando com $0 < D < 0,5$. 114
Figura 44 – Circuitos equivalentes dos intervalos de operação do conversor *buck interleaved* operando com $0,5 > D > 1$. 116
Figura 45 – Formas de onda das correntes e tensões sobre os indutores e da corrente de saída para o conversor *buck interleaved* operando com $0,5 > D > 1$. 117
Figura 46 – Ondulação da corrente parametrizada em função da razão cíclica. 118
Figura 47 – Circuito equivalente da corrente sobre o capacitor de saída. 120
Figura 48 – Corrente no capacitor de saída. 120
Figura 49 – Correntes sobre os indutores, IGBTs e diodos do conversor *buck interleaved* operando com razão cíclica igual a 0,75. 123
Figura 50 – Tensão de saída do retificador em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha considerando um transformador ideal na entrada. 131
Figura 51 – TDH em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha considerando um transformador ideal na entrada. 131
Figura 52 – Tensão de saída do retificador em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha adicionado as indutâncias de dispersão fornecidas pelo fabricante. 132
Figura 53 – TDH em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha adicionado as indutâncias de dispersão fornecidas pelo fabricante. 133

Figura 54 – TDH em função da corrente de saída para indutância de linha de 1 mH e indutâncias de dispersão obtidas nos experimentos. 134
Figura 55 - FP em função da corrente de saída para indutância de linha de 1 mH e indutâncias de dispersão obtidas nos experimentos. 135
Figura 56 – Corrente de entrada do carregador de baterias projetado..... 136
Figura 57 – Ondulação da corrente de saída em função da razão cíclica. 139
Figura 58 – Corrente eficaz no capacitor de saída em função da razão cíclica..... 141
Figura 59 – Correntes eficaz e média sobre o IGBT em função da razão cíclica..... 142
Figura 60 – Correntes eficaz e média sobre o diodo em função da razão cíclica..... 143
Figura 61 – Formas de onda da simulação do conversor com D=0,75. 144
Figura 62 – Formas de onda da simulação do conversor com D=0,5. 145
Figura 63 – Circuito equivalente do carregador de baterias. 148
Figura 64 – Circuito equivalente do carregador de baterias representado por valores médios quase instantâneos. 149
Figura 65 – Circuito equivalente simplificado do carregador de baterias representado por valores médios quase instantâneos. 149
Figura 66 – Diagrama de Bode das plantas de corrente encontradas. 153
Figura 67 – Validação da planta de corrente. 155
Figura 68 – Validação da planta de tensão. 155
Figura 69 – Diagrama de bode da planta de corrente $G_{i1}(s)$e do conversor *buck interleaved* simulado. 156
Figura 70 – Diagrama de bode da planta de tensão e do conversor *buck interleaved* simulado. 156

Figura 71 – Estratégia de controle aplicada ao carregador de baterias. 158
Figura 72 – Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente. 158
Figura 73 – Circuito do condicionamento de sinal. 159
Figura 74 – Diagrama de Bode da FTMA não compensada da corrente. 162
Figura 75 - Diagrama de Bode da FTMA compensada da corrente. 164
Figura 76 – Diagrama de Bode da FTMA não compensada da tensão. 165
Figura 77 – Diagrama de Bode da FTMA compensada da tensão. 166
Figura 78 – Simulação da resposta da corrente de saída após degrau de carga. 168
Figura 79 – Simulação da resposta da tensão de saída após degrau de carga. 169
Figura 80 – Modelo do banco de baterias. 170
Figura 81 – Controle do carregamento do banco de baterias. 171
Figura 82 – Simulação do controle CC – CV do banco de baterias. 172
Figura 83 – Protótipo do retificador de 12 pulsos. 173
Figura 84 – Pré-carga dos capacitores do barramento CC. 174
Figura 85 – Tensões e correntes de entrada e saída do retificador 12 pulsos operando com 25% da potência nominal. 175
Figura 86 – Correntes de entrada das pontes retificadoras com 25% da potência nominal. 176
Figura 87 – Tensões e correntes de entrada e saída do retificador 12 pulsos operando com 50% da potência nominal. 176
Figura 88 – Correntes de entrada das pontes retificadoras com 50% da potência nominal. 177

Figura 89 – Tensões e correntes de entrada e saída do retificador 12 pulsos operando com 100% da potência nominal. 178
Figura 90 – Correntes de entrada das pontes retificadoras com 100% da potência nominal..... 178
Figura 91 – Percentual da corrente individual das componentes harmônicas em relação à componente fundamental (50% de carga)..... 180
Figura 92 – Percentual da corrente individual das componentes harmônicas em relação à componente fundamental (100% de carga)..... 181
Figura 93 – Corrente de entrada após degrau de 50% para 100% de carga. 182
Figura 94 – Protótipo do conversor *buck interleaved.* 184
Figura 95 – Tensões nos IGBTs e correntes sobre os indutores. 185
Figura 96 – Tensões de entrada e sobre o IGBT e correntes de saída e no indutor. 185
Figura 97 – Protótipo completo do carregador de baterias. 186
Figura 98 – Carregador operando com tensão nominal de entrada e com 1 kW de potência. 187
Figura 99 – Desequilíbrio das correntes entre os conversores. 188
Figura 100 – Adequação do driver do protótipo..... 188
Figura 101 – Tensões e correntes de entrada e saída do conversor operando na potência nominal de 12 kW..... 189
Figura 102 – Correntes de entrada, de saída e nos indutores do conversor operando na potência nominal de 12 kW. 189
Figura 103 – Eficiência do conversor *buck interleaved* em função da potência. 190
Figura 104 – Resposta da tensão de saída do conversor após degrau de carga. 191
Figura 105 – Protótipo completo do carregador de baterias em funcionamento. 192

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações da célula modelo P140 Mitsubishi. 62
Tabela 2 – Limites individuais de harmônicos de corrente em % da fundamental. 109
Tabela 3 – Acionamento dos IGBTs para 0 < D < 0,5. 112
Tabela 4 – Acionamento dos IGBTs para 0,5>D>1. 115
Tabela 5 – Especificações de projeto. 127
Tabela 6 – Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1kV (380 V). 128
Tabela 7 - Características do transformador fornecidas pelo fabricante. 132
Tabela 8 – Características do transformador obtidas a partir de ensaios. 134
Tabela 9 – Especificações utilizadas para simulação 144
Tabela 10 – Comparação dos resultados calculados com os simulados 146
Tabela 11 – Especificações dos principais componentes utilizados no projeto. 146
Tabela 12 – Componentes do circuito de condicionamento de sinal. 160
Tabela 13 – Harmônicos da corrente de entrada do retificador para 50% e 100% da potência nominal. 179

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABVE	- Associação Brasileira do Veículo Elétrico
ANEEL	- Agência Nacional de Energia Elétrica
BESS	- *Battery Energy Storage System*
BEV	- *Battery Electric Vehicles*
BMS	- *Battery Management System*
CA	- Corrente Alternada
CC	- Corrente Contínua
CC-CV	- Corrente Constante – Tensão Constante
D	- Razão Cíclica
DIC	- Dispositivo de interrupção do circuito
DoD	- *Depth of Discharge* (Profundidade de descarga)
DSP	- *Digital Signal Processor*
ESS	- *Energy Storage System*
FCEV	- *Fuel-Cell Electric Vehicles* (Veículos Elétricos de Célula de Combustível)
FP	- Fator de Potência
FTMA	- Função de Transferência de Malha Aberta
IEA	- *International Energy Agency*
IEC	- *International Electrotechnical Commission*
IEEE	- *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
IEM	- Interferências Eletromagnéticas
IGBT	- *Insulated Gate Bipolar Transistor*
Li/(CF)n	- Lítio/monofluoreto de carbono
Li4Ti5O12	- Titanato de lítio
LiCoO2	- Óxido de lítio-cobalto
LiFePO4	- Lítio-ferro-fosfato
LiMn2O4	- Óxido de lítio-manganês
LiMnNiCo	- Lítio-manganês-níquel-cobalto
LiMnO2	- Óxido de lítio-manganês
LiNiO2	- Óxido de lítio-níquel
LiPF6	- Hexafluorofosfato de lítio
MC	- Modo de Condução
NiCd	- Níquel Cádmio

NEC	- *National Electrical Code*
P&D	- Pesquisa e Desenvolvimento
PFC	- *Power Factor Correction*
PHEV	- *Plug-in Hybrid Electric Vehicles*
PI	- Proporcional Integral
PRODIST	- Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	- *Pulse Width Modulation*
SAE	- *Society of Automotive Engineers*
SC	- Santa Catarina
SEI	-*Solid electrolyte interface*
SOC	- *State of Charge* (Estado de carga)
SOH	- *State of Health* (Estado de saúde)
TDH	- Taxa de Distorção Harmônica
UFSC	- Universidade Federal de Santa Catarina
V2G	- *Vehicle to Grid* (Veículo para rede)
V_{CC}	- Tensão de barramento
VE	- Veículo Elétrico
V_{LP}	- Tensão de Linha de Pico
V_{OC}	- *Voltage Open Circuit* (Tensão de circuito aberto)

LISTA DE SÍMBOLOS

Δ	- Ligação Delta
$\overline{\Delta iout}$	- Ondulação da corrente de saída parametrizada
$\Delta i_{out_\max}$	- Ondulação máxima da corrente de saída
ΔV_o	- Ondulação percentual da tensão de saída
ωz_i	- Frequência do zero do controlador de corrente
ωz_v	- Frequência do zero do controlador de tensão
C_{ix}	- Capacitor de entrada x
C_o	- Capacitor de saída
C_{T_C}	- Capacitância do transitório de curta duração
C_{T_L}	- Capacitância do transitório de longa duração
C_{xf}	- Capacitor x do filtro passa baixa
$C_{Pi}(s)$	- Controlador de corrente
$C_{Pv}(s)$	- Controlador de tensão
D	- Razão cíclica constante
$D_{\max}$	- Razão cíclica máxima
$D_{\min}$	- Razão cíclica mínima
D_{Sx}	- Sinal de comando do interruptor x
D_x	- Diodo x
d	- Perturbação da razão cíclica
f_{cv}	- Frequência de corte para projeto do controlador de tensão
f_{ci}	- Frequência de corte para projeto do controlador de corrente
FPB_i	- Filtro passa baixa da malha de corrente
FPB_v	- Filtro passa baixa da malha de tensão
$FTMA_{NCv}$	- Função de transferência de malha aberta não compensada de tensão

$FTMA_{NCi}$ - Função de transferência de malha aberta não compensada de corrente

f_s - Frequência de chaveamento

$G_v(s)$ - Função de transferência da malha da tensão de saída do conversor

$G_i(s)$ - Função de transferência da malha da corrente de saída do conversor

$H_{amost}(s)$ - Função de transferência do atraso de amostragem

$H_{ifpb}(s)$ - Função de transferência do filtro passa baixa da malha de corrente

$H_{vfpb}(s)$ - Função de transferência do filtro passa baixa da malha de tensão

i_{Co} - Corrente no capacitor de saída

i_{Ro} - Corrente na carga (de saída)

I_{BAT} - Corrente da bateria

i_{Ci} - Corrente no capacitor de entrada

I_{d_ef} - Corrente eficaz no diodo

I_{d_med} - Corrente média no diodo

I_{Lx} - Corrente média no indutor x

i_{Lo} - Corrente no indutor de saída

I_{out} - Corrente média de saída

I_P - Corrente de pico no indutor de saída

I_{ref} - Corrente de referência

I_{s_ef} - Corrente eficaz no IGBT

I_{s_med} - Corrente média no IGBT

I_{sensor} - Corrente de leitura dos sensores

i_{Lo} - Perturbação da corrente no indutor

K_i - Ganho do sensor de corrente

K_{Pi} - Ganho do controlador de corrente

K_{Pv} - Ganho do controlador de tensão

K_{PWM} - Ganho do PWM

K_v - Ganho do sensor de tensão

L_i - Indutor de linha

L_{ox} - Indutor de saída x

MF_i - Margem de fase para projeto do controlador de corrente

MF_v - Margem de fase para projeto do controlador de tensão

$N_{esp\Delta}$ - Relação de espiras do secundário Delta

N_{espY} - Relação de espiras do secundário Estrela

N_{int} - Número de conversores em paralelo

P_{nom} - Potência nominal

R_{nd} - Resistência não dissipativa

R_{T_C} - Resistência do transitório de curta duração

R_{T_L} - Resistência do transitório de longa duração

R_x - Resistor x

R_{xf} - Resistor x do filtro passa baixa

S_x - Interruptor x

t - Tempo

T - Período de comutação

T_a - Período de amostragem

V_a - Tensão de fase

V_{ab} - Tensão de linha

V_{BAT} - Tensão da bateria

V_{CC} - Tensão de barramento

$V_{CC_\max}$ - Tensão de barramento máxima

$V_{CC_\min}$ - Tensão de barramento mínima

V_{cond} - Tensão condicionada para a leitura no DSP

V_{Ci} - Tensão sobre capacitor de entrada

V_{i} - Tensão de entrada do conversor

V_{Lx} - Tensão no indutor x

V_{LP} - Tensão de linha de pico

V_{o} - Tensão de saída do conversor

$V_{o_\min}$ - Tensão de saída mínima

$V_{o_\max}$ - Tensão de saída máxima

V_{ref} - Tensão de referência

V_{Rnd} - Tensão sobre a resistência não dissipativa

v_{Ci} - Perturbação da tensão no capacitor de entrada

v_{o} - Perturbação da tensão de saída

Y - Ligação Estrela

Z_{x} - Impedância x

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 35
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO 35
1.2 JUSTIFICATIVAS 39
1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO 44
1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO 44
2 BATERIAS DE ÍON-LÍTIO 47
2.1 ELEMENTOS DE UMA BATERIA 47
2.2 HISTÓRICO DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO 48
2.3 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO 49
2.3.1 Ânodo 50
2.3.2 Cátodo 50
2.3.3 Eletrólito 51
2.3.4 Químicas 52
2.3.5 Formatos 52
2.4 CARACTERÍSTICAS DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO 54
2.4.1 Princípios físicos e químicos 54
2.4.2 Vantagens e desvantagens 55
2.4.3 Dependência da temperatura 56
2.4.4 Fuga térmica nas baterias de íon-lítio 57
2.5 *BATTERY MANAGEMENT SYSTEMS* (BMS) 58
2.6 CARREGAMENTO DAS BATERIAS ÍON-LÍTIO 60
2.7 CÉLULA MODELO P140 MITSUBISHI 61
2.8 CIRCUITO EQUIVALENTE – MODELO ELÉTRICO .. 63
2.8.1 Modelo elétrico de Thevenin 65

2.8.2 Modelo elétrico baseado em impedância 66

2.8.3 Modelo elétrico baseado no tempo de execução 66

2.8.4 Modelo elétrico proposto por (CHEN; RINCON-MORA, 2006) 67

3 CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS 71

3.1 NÍVEIS DE POTÊNCIA DOS CARREGADORES 71

3.2 CARREGADORES UNIDIRECIONAIS E BIDIRECIONAIS 73

3.3 CARREGADORES *ON-BOARD* E *OFF-BOARD* 74

3.4 CARREGADORES INTEGRADOS 75

3.5 CARREGADORES INDUTIVOS 76

3.6 CARREGADORES CAPACITIVOS 78

3.7 CONVERSORES EMPREGADOS NOS CARREGADORES DE BATERIAS 79

3.8 TOPOLOGIAS CA-CC MONOFÁSICAS 81

3.9 TOPOLOGIAS DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS .. 83

3.9.1 Retificadores a diodos 83

3.9.2 Retificadores multipulsos 85

3.9.3 Retificadores a diodos com PFC tipo *boost* 87

3.9.3.1 Ponte de Graetz + Conversor *boost* 87

3.9.3.2 Retificador Vienna 88

3.9.3.3 Retificador Δ-Switch 88

3.9.4 Retificadores a diodos com PFC tipo *Buck* 89

3.9.4.1 Retificador trifásico com filtro ativo + conversor CC-CC *buck interleaved*. 90

3.9.4.2 Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck*. 91
3.9.4.3 Retificador SWISS..... 92
3.9.4.4 Retificador *6S-Buck*..... 93
3.9.5 Retificador *Buck-Boost* 94
3.9.6 Retificadores multiníveis 94
4 DESCRIÇÃO DO CARREGADOR PROPOSTO..... 97
4.1 RETIFICADOR 12 PULSOS 101
4.1.1 Modos de operação da ponte retificadora..... 105
4.1.2 Normas referentes à TDH e ao fator de potência 108
4.2 CONVERSOR *BUCK* CC-CC 109
***4.2.1* Conversor *buck interleaved*..... 110**
***4.2.2* Etapas de operação do conversor *buck interleaved*.... 112**
4.2.3 Indutores de saída 119
4.2.4 Capacitor de saída 120
4.2.5 Esforços nos IGBTs e diodos..... 122
5 DIMENSIONAMENTO DO PROTÓTIPO..... 127
5.1 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA CA-CC (RETIFICADOR 12 PULSOS)..... 127
5.1.1 Relação de espiras do transformador 127
5.1.2 Dimensionamento do indutor de entrada 130
5.1.3 Dimensionamento do capacitor de barramento e do resistor de pré-carga..... 137
5.2 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA CC-CC (CONVESOR *BUCK INTERLEAVED*)..... 138
5.2.1 Indutor de saída..... 138
5.2.2 Capacitor de saída 140

5.2.3 Esforços de tensão e corrente nos IGBTs 141

5.2.4 Esforços de tensão e corrente nos diodos 142

5.3 SIMULAÇÕES EM MALHA ABERTA 143

6 MODELAGEM ORIENTADA AO PROJETO DOS CONTROLADORES DO CARREGADOR DE BATERIAS ... 147

6.1 MODELAGEM MATEMÁTICA ORIENTADA AO PROJETO DE CONTROLE 147

6.1.1 Planta de corrente..... 150

6.1.2 Planta de tensão..... 153

6.2 VALIDAÇÃO DAS PLANTAS 155

6.3 CONTROLE DO CONVERSOR..... 157

6.3.1 Parâmetros do controlador de corrente 161

6.3.2 Parâmetros do controlador de tensão 164

6.3.3 Discretização dos parâmetros dos controladores..... 166

6.4 SIMULAÇÕES EM MALHA FECHADA 168

6.4.1 Carregamento CC - CV das baterias 169

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS..... 173

7.1 RESULTADOS DO RETIFICADOR 12 PULSOS 173

7.2 RESULTADOS DO CONVERSOR *BUCK INTERLEAVED* 183

7.2.1 Experimentos com o conversor em malha aberta..... 184

7.3 RESULTADOS DO CARREGADOR COMPLETO 186

7.3.1 Experimentos com o conversor em malha fechada... 191

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS 193

REFERÊNCIAS 197

APÊNDICE A – Lista de componentes..... 205

APÊNDICE B – Layout das placas 207

APÊNDICE C – Planilhas de cálculos do retificador 12 pulsos 211

APÊNDICE D – Planilha de cálculos da ondulação de corrente parametrizada do conversor *buck interleaved* 215

APÊNDICE E – Planilha de cálculos do conversor *buck interleaved* 217

APÊNDICE F – Planilha de cálculos das perdas nos semicondutores 221

APÊNDICE G – Planilha de projeto do controlador de corrente 227

APÊNDICE H – Planilha de projeto do controlador de tensão 231

APÊNDICE I – Planilha de projeto do controlador de tensão para resistência de saída de (Ro x 100) 235

APÊNDICE J – Experimentos com o carregador operando em malha aberta e com diferentes configurações de carga na saída 239

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo apresentar o tema desta dissertação de mestrado. Primeiramente, será feita uma contextualização do tema, mostrando o crescimento do uso das fontes renováveis de energia e dos veículos elétricos. Posteriormente, será mostrada a importância da aplicação da eletrônica de potência para o carregamento de baterias, que são usadas nos veículos elétricos e nos sistemas de armazenamento de energia, assim como as justificativas que motivaram a pesquisa desenvolvida. Por fim, serão explicados os objetivos e a estrutura deste trabalho.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Em meio a impactos ambientais cada vez mais aparentes no mundo, a busca por fontes renováveis de geração de energia elétrica que buscam mitigar esses impactos está cada vez maior. O resultado do uso destas fontes é a redução da emissão de gases de efeito estufa e do aquecimento global, uma vez que as mesmas geram energia de uma forma limpa.

Além disso, a crise energética vigente tem despertado o interesse de alguns países em procurar alternativas energéticas sustentáveis devido à necessidade de se diminuir a dependência sobre os combustíveis fósseis, ainda o principal meio de geração de energia, minimizando os impactos ambientais.

Por estas razões, as fontes renováveis de energia estão sendo cada vez mais utilizadas no Brasil e no mundo, podendo ser aplicadas em sistemas de armazenamento com baterias ou em sistemas que alimentam cargas e insiram energia para a rede elétrica, quando a geração é superior a demanda necessária. Alguns países da Europa como, por exemplo, a Alemanha, já desenvolveram uma matriz renovável que atende praticamente toda a energia requerida pelo país. O Brasil, por sua vez, vem crescendo a passos largos. Em 2018, a capacidade instalada de

energia eólica chegou a 13 GW (RENOVA ENERGIA, 2018), sendo que em 2017, foram instaladas 79 novas usinas eólicas, num total de 2027 MW (ABEEÓLICA, 2017). Já para a energia solar, a Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR) projeta que o país terminará 2018 com 2,5 GW de capacidade instalada de geração, um aumento de 115% em relação aos 1,15 GW do final de 2017 (ABSOLAR, 2018).

Com o desenvolvimento tecnológico em constante avanço, novas soluções surgem periodicamente para suprir as necessidades ligadas a eficiência de sistemas de geração de energia e as exigências dos consumidores. Dentre as fontes renováveis, a solar destaca-se como uma das principais fontes alternativas. Contudo, sua produção é intermitente, já que a mesma depende da radiação solar. Como solução são utilizados sistemas de armazenamento de energia (*Energy Storage Systems* - ESS) que, quando implementados numa fonte renovável, permitem aumentar a previsibilidade da produção, pois armazenam o excedente de energia num determinado período e descarregam quando ocorrer falta de energia, aumentando a confiabilidade do sistema de transmissão ou distribuição (CORREIA, 2016). Além disso, estes sistemas contribuem para a redução das emissões de gases poluentes, a redução de demanda por geração de energia nos horários de pico e também para a redução do investimento em geração, transmissão ou distribuição.

Existem diferentes formas de armazenamento de energia, que variam conforme as necessidades de projeto. As mesmas devem garantir um gerenciamento eficaz para manter uma operação segura e um ótimo desempenho do sistema. Dentre as formas de armazenamento, destacam-se as baterias, pois estas oferecem flexibilidade na capacidade de armazenamento, alta densidade de energia e elevada eficiência. Os sistemas de armazenamento de energia utilizando baterias, mais conhecidos como BESS (*Battery Energy Storage System*), atualmente representam apenas uma pequena parcela de armazenamento de energia dentro da rede elétrica. Porém, tiveram um grande

crescimento recentemente devido às características anteriormente citadas (LAWDER ET AL, 2014).

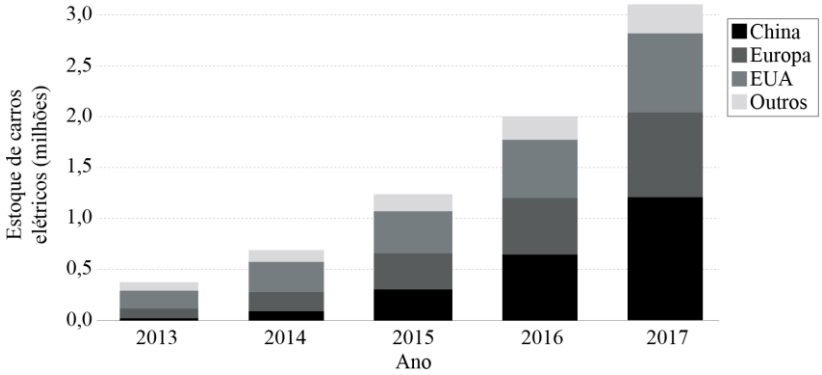
Os BESS possuem a capacidade de reagir às demandas da rede quase que instantaneamente e, além disso, podem operar por muitas horas, dependendo da capacidade de armazenamento do sistema, que pode ser ampliada com a adição de novas baterias, caso haja necessidade. Inicialmente, baterias com a química de chumbo-ácido foram as mais utilizadas nos BESS. No entanto, o avanço significativo em químicas de bateria permitiu a utilização de outras baterias para novas aplicações de armazenamento, aumentando a robustez e a funcionalidade das baterias dentro da rede elétrica. Nos últimos anos, projetos de BESS foram realizados para muitas novas químicas, principalmente para baterias de íon lítio que, atualmente, vem sendo muito utilizadas para este tipo de aplicação (LAWDER ET AL, 2014).

Junto às fontes renováveis, com a intenção de reduzir a emissão de gases poluentes gerada no planeta, os veículos elétricos (VEs) também são uma alternativa crescente no mercado mundial, sendo que os mesmos vêm substituindo os veículos à combustão. A produção destes veículos elétricos é cada vez maior e estima-se que, em 2025, os carros elétricos já representem 15% do mercado mundial (três vezes mais do que previsões de crescimento anteriores) (ABVE, 2017).

Em 2015, o mercado global de veículos elétricos alcançou 1,26 milhões de unidades, o dobro de 2014. O relatório da IEA (*International Energy Agency*) de 2018, aponta que o número de veículos elétricos atingiu novo recorde de vendas, sendo que em 2017 o mercado global superou 3 milhões de veículos elétricos, um crescimento de 56% comparado ao número de VEs de 2016. Vale ressaltar que esses números são referentes aos veículos elétricos a bateria (*Battery Electric Vehicles* – BEV) somados aos veículos elétricos híbridos *plug-in* (*Plug-in Hybrid Electric Vehicles* - PHEV), sendo 1,92 milhão de veículos elétricos a bateria e 1,18 milhão de híbridos *plug-in* (IEA, 2018). A Figura 1 apresenta um gráfico com

a evolução do estoque global de carros elétrico no período de 2010 a 2017.

Figura 1 - Evolução do estoque global de carros elétricos de 2010 até 2017.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2018).

Conforme mostrado no gráfico, o estoque global de carros elétricos era liderado, até 2015, pelos Estados Unidos. Em 2016, a China tornou-se o país com o maior estoque de carros elétricos, possuindo, atualmente, 40% do estoque global.

A Noruega, por sua vez, obteve a implantação mais bem-sucedida de carros elétricos em termos de participação de mercado, onde 39% dos novos veículos adquiridos são elétricos. Logo após, estão a Islândia e a Suécia, com uma quota de mercado de carros elétricos de 11,7% e 6,3%, respectivamente (IEA, 2018).

No Brasil, apesar de o número de veículos elétricos ainda não ser tão significativo, a busca por este tipo de automóvel vem aumentando. Em 2017, por exemplo, 3296 automóveis e comerciais leves elétricos foram licenciados no país (ANFAVEA, 2018). Segundo a ABVE (Associação Brasileira do Veículo Elétrico), automóveis autônomos e elétricos, mobilidade, conectividade e análise de dados são as principais tendências na indústria automotiva brasileira até 2025 (ABVE, 2017). Em Santa Catarina, uma rede de recarga para carros elétricos já está estabelecida.

Eletropostos estão estrategicamente instalados entre Florianópolis e Joinville para garantir mobilidade elétrica entre as principais cidades do estado, formando o primeiro corredor elétrico do sul do país, posicionado de maneira a garantir uma rápida expansão para outras cidades como Blumenau, Jaraguá do Sul e Curitiba (ELETROPOSTOCELESC, 2018).

1.2 JUSTIFICATIVAS

Atualmente, a eficiência energética é uma prioridade que vem sendo impulsionada por uma grande preocupação com as mudanças climáticas e pelo aumento dos preços do petróleo em países que têm uma grande dependência de combustíveis fósseis importados. Sabe-se que uma grande parte do consumo de petróleo está ligada ao setor de transporte. Assim, a principal aposta para melhorar a eficiência energética é no setor de transportes, principalmente utilizando a mobilidade elétrica, apoiada pelos desenvolvimentos tecnológicos em diferentes áreas, como eletrônica de potência, mecânica e sistemas de informação (MONTEIRO ET AL, 2012).

Recentemente, os veículos elétricos tornaram-se populares, sendo desenvolvidos como alternativa aos veículos de combustão. Diferentes tipos de VEs estão sendo desenvolvidos e os mesmos podem ser nomeados de três diferentes maneiras: veículos elétricos a bateria (*Battery Electric Vehicles* - BEV), veículos elétricos híbridos *plug-in* (*Plug-in Hybrid Electric Vehicles* - PHEV) e veículos elétricos de célula combustível (*Fuel-Cell Electric Vehicles* - FCEV).

Os veículos elétricos, em sua grande maioria, possuem baterias como fonte de energia, sendo que estas precisam ser carregadas constantemente. Para isso, são utilizados carregadores de baterias, que podem ser CA-CC ou CC-CC e estarem alocados internamente ou externamente ao veículo. Em ambos os casos, é necessário que haja o carregamento de baterias a partir de uma fonte de energia externa que, geralmente, é a rede elétrica. Portanto, faz-se necessária a construção de estações de

carregamento de VEs para atender a demanda de energia elétrica do grande número de veículos elétricos presentes no mercado. Como, atualmente existe uma ampla acessibilidade às redes elétricas, as áreas comerciais, industriais e residenciais podem oferecer a energia elétrica necessária para carregamento dos VEs. Porém, o carregamento de VEs traz problemas à rede elétrica, como a possibilidade de ocorrer o carregamento simultâneo de um grande número de veículos, sobrecarregando a rede elétrica e também os efeitos do consumo de corrente não sinusoidal dos carregadores (MONTEIRO ET AL, 2012).

As redes de energia elétrica não foram projetadas para este novo tipo de carga, logo o impacto causado pelo crescimento de VEs deve ser analisado e mitigado dentro da rede elétrica. O problema de sobrecarga pode ser resolvido com a implementação de um carregamento coordenado dos VEs ou uma regulação da potência requerida dos veículos de acordo com as capacidades da rede elétrica. Já o problema com a distorção da corrente, que é refletido na taxa de distorção harmônica total (TDH) da corrente consumida, pode ser corrigido através da topologia escolhida para o carregador e da técnica de controle aplicada que, além de melhorar a forma de onda na corrente, pode utilizar a energia das baterias para regular o perfil de consumo da rede elétrica, suavizando a intermitência natural das fontes de energia renováveis e garantindo a estabilidade da rede elétrica em termos de tensão e frequência. O fato de que os VEs permanecem aproximadamente 96% de sua vida útil estacionados, conforme descrito por (KEMPTON; TOMIC, 2005), ressalta a oportunidade da aplicação de carregadores de VEs integrados com a rede. Com isso, a energia armazenada nas baterias dos VEs pode ser adequada para fornecer melhorias à rede elétrica. Esta interatividade entre os veículos e a rede elétrica deve ser uma das principais tecnologias no futuro dos sistemas de carregamento, sendo chamado de *vehicle-to-grid* e abreviado para V2G (MONTEIRO ET AL, 2012).

Enfatizando os problemas causados por correntes não lineares, é possível afirmar que as mesmas causam problemas na rede, como: distorção na tensão de alimentação e redução do fator de potência, além de afetarem o desempenho dos dispositivos presentes nos sistemas de distribuição (transformadores, dispositivos de proteção e sistemas de medição de energia elétrica ativa), resultando em problemas operacionais e na redução da vida útil de equipamentos. Com o baixo fator de potência de entrada ocorre a redução na potência útil e o aumento da circulação de reativos pelo sistema de energia, aumentando as perdas nos condutores e reduzindo a eficiência e os índices de qualidade. Desta forma, afirma-se que os sistemas de carregamento de baterias dos VEs devem ter, por excelência, um consumo de corrente sinusoidal e um fator de potência unitário.

Claramente, é possível notar que estas condições de excelência são difíceis e caras de serem obtidas. Mesmo assim, do ponto de vista da qualidade de energia, um carregador VE deve garantir que a corrente tenha distorção harmônica mais baixa possível, a fim de minimizar o impacto da qualidade de energia, e um elevado fator de potência para maximizar a potência real disponível extraída da rede elétrica. Destaca-se, aqui, que os carregadores de bateria eficientes desempenham um papel vital no desenvolvimento de VEs. Portanto, além das características apresentadas, os carregadores devem possuir alta eficiência, confiabilidade, alta densidade de potência e baixo custo.

Conhecendo estas informações, o grupo Fotovoltaica UFSC, que possui um laboratório localizado no Sapiens Parque (Florianópolis - SC), elaborou o projeto de um ônibus elétrico que possui baterias de íon-lítio como fonte de energia e é carregado através da rede elétrica. No local de carregamento estão presentes painéis fotovoltaicos que geram energia suficiente para suprir a demanda do local e ainda injetar o excedente de volta para a rede elétrica. Logo, é possível afirmar que o ônibus é carregado, indiretamente, com energia solar. O ônibus, que opera diariamente

é mostrado na Figura 2 sendo carregado em seu ponto de abastecimento.

Figura 2 - Ônibus Elétrico da UFSC.

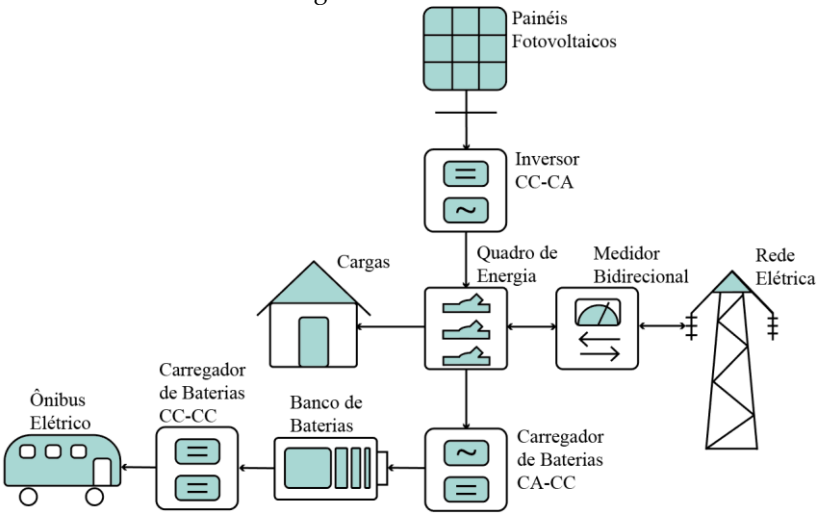


Fonte: Autoria própria.

Agora, por meio de um projeto de P&D estratégico financiado pelo grupo ENGIE, será desenvolvido um novo carregador de baterias que aproveitará a energia proveniente de painéis fotovoltaicos. Este carregador será aplicado para o veículo citado e também para novos veículos que possam surgir em projetos futuros. O mesmo terá potência nominal de 12 kW para realizar a carga lenta (carga completa em 10h) de um banco de baterias de íon-lítio que estará sobre uma estrutura móvel, possibilitando a movimentação para outros locais. Depois de carregado, o banco de baterias estará disponível para a conexão de um carregador rápido que extraia sua carga e a transfira para as baterias presentes no ônibus elétrico. A grande vantagem de se fazer a carga lenta de baterias é a diminuição da potência extraída da rede durante o processo de carregamento das mesmas.

Um diagrama é apresentado na Figura 3, onde é possível verificar o processo de conversão de energia que será projetado para carregar o banco de baterias.

Figura 3 - Diagrama representativo do processamento de energia para carregamento das baterias.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se que a energia gerada pelos painéis fotovoltaicos passa, primeiramente, por um inversor que faz a conversão CC-CA para alcançar o quadro de medição da unidade consumidora. A energia chega até as cargas presentes no local e também até as baterias, passando por um carregador que, agora, faz a conversão CA-CC. Na conexão com a rede, há um medidor bidirecional, pois quando os painéis estão gerando energia, o excedente da mesma é injetado na rede; e, quando os módulos não estão gerando energia, a unidade consome a energia fornecida pela concessionária.

Todas as características citadas podem ser entendidas como exigências na hora de projetar um carregador de VE. Sendo assim, a topologia do circuito, os componentes e a estratégia de controle devem ser escolhidas em função das principais necessidades do projeto. Estas características irão causar impactos no tempo de carregamento, na duração da bateria e na eficiência de carregamento do sistema.

Neste trabalho, para o armazenamento de energia, serão utilizadas baterias de íon-lítio que possuem como vantagem a elevada densidade de energia, sendo possível armazenar uma grande quantidade de energia em baterias pequenas e leves. Além disso, possuem uma auto descarga relativamente baixa quando comparada com outros modelos. Porém, as baterias de íon-lítio também possuem algumas limitações como, por exemplo, a necessidade de um circuito de proteção que limite a tensão e a corrente e monitore sua temperatura, já que as mesmas são extremamente sensíveis à temperatura (quando expostas ao calor, podem perder parte de sua capacidade total e se decompõem mais rápido que o normal).

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

O principal objetivo desta dissertação é desenvolver um carregador de baterias de 12 kW com alta robustez e eficiência para fazer o carregamento lento de um banco de baterias utilizado para armazenar energia, a fim de disponibilizá-la para o ônibus elétrico. Além do objetivo principal, este trabalho ainda apresenta alguns objetivos específicos, que são:

- Definir a topologia a ser empregada;
- Modelar e dimensionar o carregador de baterias;
- Simular, construir, testar e validar o sistema proposto.

1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Esta dissertação foi estruturada em oito capítulos. Inicialmente, neste capítulo, foi realizada uma contextualização do tema apresentando o crescimento da utilização dos veículos elétricos, bem como a necessidade da utilização dos carregadores de bateria.

O capítulo 2 fará uma breve introdução sobre as baterias e mostrará as vantagens e desvantagens das baterias de íon-lítio. A ideia principal é concluir que mesmo com certos riscos que são

causados pelas baterias de íon-lítio, as mesmas podem ser utilizadas com segurança, desde que sejam seguidos todos os passos referentes a proteção e segurança das mesmas, tornando-as consideravelmente mais apropriadas que outras tecnologias.

O capítulo 3 irá apresentar os carregadores de baterias. Inicialmente, serão relatados os tipos de conversores existentes, descrevendo as características dos mesmos e os locais mais adequados para aplicação de cada modelo. Posteriormente, as topologias dos carregadores serão apresentadas e analisadas, fazendo uma comparação entre as vantagens que cada uma disponibiliza.

A descrição do carregador proposto será feita no quarto capítulo desta dissertação. Neste capítulo serão descritas as especificações necessárias para o projeto. Em seguida, as características do retificador 12 pulsos e também do conversor *buck interleaved* também serão apresentadas, justificando-se a escolha destes para realização do projeto.

O dimensionamento dos componentes do carregador realizado será relatado no capítulo 5. Após as especificações de projetos definidas, os cálculos e simulações foram realizados com a finalidade de verificar os esforços sobre os componentes do carregador e, a partir dos resultados, especificar os componentes adequados. Já no capítulo 6, a modelagem do conversor e o projeto dos controladores de tensão e corrente de saída do conversor serão detalhados.

O capítulo 7 mostrará os resultados experimentais obtidos a partir dos testes realizados no laboratório, que tiveram como objetivo comprovar tudo o que foi estudado e dimensionado para desenvolvimento do mesmo, expondo as características dinâmicas e estáticas do carregador proposto.

Para finalizar, as conclusões e considerações finais, juntamente com as sugestões para trabalhos futuros, serão retratadas no último capítulo do trabalho.

2 BATERIAS DE ÍON-LÍTIO

Conforme as informações contidas na introdução deste trabalho, o banco de baterias estacionário é composto por baterias de íon-lítio, que possuem vantagens interessantes para aplicações destinadas aos veículos elétricos. Portanto, este capítulo irá descrever as características destas baterias, assim como suas vantagens e desvantagens. Ao final do capítulo, ainda serão vistas as características do modelo de bateria que irá compor o banco de baterias, o modelo elétrico de uma bateria e o tipo de carregamento utilizado para baterias de íon-lítio.

2.1 ELEMENTOS DE UMA BATERIA

Uma bateria é um dispositivo que converte a energia química em energia elétrica por meio de uma reação eletroquímica de oxidação-redução (redox). Este tipo de reação envolve a transferência de elétrons de um material para outro por meio de um circuito elétrico. No caso de um sistema recarregável, a bateria é recarregada por uma inversão do processo.

Geralmente, o termo bateria é usado para se referir à unidade eletroquímica básica, que é a célula. Uma bateria, então, consiste em uma ou mais dessas células, conectadas em série e/ou em paralelo, dependendo da tensão e da capacidade desejadas. A célula, por sua vez, consiste em uma montagem de eletrodos, separadores, eletrólitos, recipientes e terminais.

O ânodo (eletrodo negativo) desprende os elétrons para o circuito externo e é oxidado durante a reação eletroquímica. Este deve possuir eficiência como agente redutor, alta densidade energética, boa condutividade, estabilidade, facilidade de fabricação e baixo custo. Logo, os principais materiais utilizados para a composição do ânodo, são os metais. O zinco, por exemplo, tem sido um ânodo predominante, porque possui essas propriedades favoráveis. Já o lítio, o metal mais leve, tornou-se

muito atraente devido às características que serão apresentadas posteriormente (LINDEN; REDDY, 2011).

O cátodo (eletrodo positivo) recebe elétrons do circuito externo e é reduzido durante a reação eletroquímica. O cátodo deve ser um agente oxidante eficiente, ser estável quando em contato com o eletrólito e ter uma tensão de trabalho suficientemente elevada. A maioria dos materiais de cátodo comuns são óxidos metálicos (LINDEN; REDDY, 2011).

O eletrólito (condutor iônico) fornece o meio para transferência de carga, como os íons dentro da célula, entre o ânodo e o cátodo. O eletrólito deve ter boa condutividade iônica, não reatividade com os materiais dos eletrodos, sofrer pequenas mudanças nas propriedades com a mudança de temperatura, segurança no manuseio e baixo custo. A maioria dos eletrólitos são soluções aquosas, mas existem exceções importantes como, por exemplo, em baterias de lítio, onde o sal fundido e outros eletrólitos não aquosos são usados para evitar a reação do ânodo com o eletrólito (LINDEN; REDDY, 2011).

O ânodo e o cátodo são isolados eletricamente na célula para evitar curtos-circuitos internos, mas são cercados pelo eletrólito. Utiliza-se um separador para separar mecanicamente os eletrodos de ânodo e cátodo que é permeável ao eletrólito para manter a condutividade iônica desejada. As combinações mais vantajosas de materiais de ânodo e cátodo são as mais leves e que proporcionam alta tensão e alta capacidade de carga. Tais combinações nem sempre são práticas, devido à reatividade com outros componentes celulares, polarização, dificuldade de manipulação, alto custo, entre outros problemas (LINDEN; REDDY, 2011).

2.2 HISTÓRICO DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO

As pesquisas com baterias de lítio tiveram início entre 1960 e 1970, quando se vivia uma crise energética e o interesse em novas fontes para automóveis aumentava. O lítio, sendo o material mais

eletropositivo e mais leve, motivou o uso de baterias com o ânodo composto de lítio. Assim, surgiram os primeiros conceitos referentes a este tipo de baterias no Japão, onde foi desenvolvida a bateria Li/(CF)n (lítio/monofluoreto de carbono). Consequentemente, devido às vantagens apresentadas após os testes, estas baterias começaram a ser utilizadas em relógios, calculadoras e desfibriladores cardíacos (PATIL ET AL, 2007).

Dando sequência as pesquisas, novos testes foram realizados a partir de novos conceitos e, em 1980, foi desenvolvida a primeira bateria de lítio recarregável com o ânodo de lítio metálico, onde constatou-se que quando o lítio era utilizado na sua forma metálica numa bateria recarregável, a sua reatividade poderia provocar explosões e chamas, tornando-se perigoso. Como solução, foram feitas alterações no eletrólito e no ânodo, concluindo que a alternativa mais eficiente e segura era o uso do lítio na forma iônica (PATIL ET AL, 2007).

Somente na década de 90 se tornou viável a utilização das baterias de íon-lítio que, atualmente, são utilizadas e comercializadas em larga escala, mesmo não havendo uma evolução significativa nas baterias íon-lítio nos últimos anos. Para haver um avanço nas baterias íon-lítio, deve ocorrer um avanço nos materiais que constituem os elétrodos e o eletrólito, já que seu desempenho é dado em função das propriedades dos mesmos. Assim, pesquisas com baterias de íon-lítio têm como objetivo a substituição do ânodo e do cátodo por alternativas com maior capacidade e menor custo, e a substituição do eletrólito por soluções mais seguras e mais confiáveis (SCROSATI; GARCHE, 2010). Algumas pesquisas indicam a bateria lítio-ar como uma nova aposta das baterias de lítio para um futuro próximo (KRAYTSBERG; EIN-ELI, 2011).

2.3 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO

Uma bateria de íon-lítio é composta por um ânodo de grafite, um cátodo formado por um óxido de lítio-metal e um eletrólito

constituído por uma solução de um sal de lítio em um solvente orgânico misto. O desenvolvimento de materiais avançados que substituirão o atual estado da arte de cátodos e ânodos, baseia-se na melhoria da densidade de energia e de potência da bateria, além de sua vida útil e segurança.

2.3.1 Ânodo

O ânodo de uma bateria de íon-lítio serve como estrutura para intercalação do lítio, sendo resiliente o suficiente para permitir também a reversão do processo (WAKIHARA, 2001). Na maioria das baterias de íon-lítio são usados carbonos como materiais ativos do ânodo, porque possuem maior carga específica e mais potenciais redox negativos do que a maioria dos óxidos e polímeros de metais (PATIL ET AL, 2007).

Com a busca por novos e melhores ânodos, surgiram ligas baseadas em estanho e silício que obtiveram grandes capacidades, mas ainda não obtiveram um desempenho estável. Esta é uma tecnologia que continua a ser investigada, conseguindo bons resultados (ROSOLEM ET AL, 2012).

2.3.2 Cátodo

Pesquisas em materiais catódicos para as baterias de íon-lítio também têm se intensificado. O cátodo de uma bateria de íon-lítio deve apresentar características de intercalação dos íons de lítio e uma tensão elevada de circuito aberto. Além disso, o potencial do eletrodo deve apresentar variações limitadas em função da quantidade de íons de lítio, o número de espaços para os íons de lítio deve ser grande e a intercalação dos íons de lítio tem que ser reversível. Finalmente, o cátodo ainda deve ter um baixo custo, ser pouco tóxico e de síntese fácil (FERGUS, 2010), (ROSOLEM ET AL, 2012). Sendo assim, o cátodo deve ser selecionado de acordo com sua aplicação, por exemplo, nas aplicações que exigem potências elevadas, deve-se optar por custo baixo e a capacidade elevada.

O cátodo mais encontrado nas baterias de íon-lítio é o LiCoO2 (Óxido de lítio-cobalto). Porém, como o cobalto é material menos disponível entre as alternativas de materiais catódicos, seu custo é superior comparado a outros metais de transição, como manganês, níquel e ferro. Além disso, o LiCoO2 não é tão estável quanto outros materiais de eletrodo e pode sofrer degradação quando sobrecarregado (FERGUS, 2010).

Assim, novas opções estão sendo desenvolvidas com um custo menor e com maior estabilidade. O LiFePO4 (Lítio-ferro-fosfato), por exemplo, é considerado a tecnologia de íons de lítio mais promissora para baterias de grandes formatos devido à sua longa vida útil e suas excelentes características de segurança (VÄYRYNEN; SALMINEN, 2012).

2.3.3 Eletrólito

Entre o cátodo e o ânodo, um separador está localizado para evitar o contato direto entre os dois eletrodos, permitindo a transferência de íons de lítio por difusão durante a carga e descarga, enquanto o eletrólito e o sal de lítio dissolvido fornecem o meio para o transporte de íons de lítio (SCROSATI; GARCHE, 2010).

Ultimamente, uma grande quantidade de solventes, sais e aditivos foram testados para o eletrólito das baterias de íon-lítio. Estudos verificaram o desenvolvimento de soluções-padrão de eletrólitos, como por exemplo, o LiPF6 (Hexafluorofosfato de lítio) como eletrólito e solventes de alquil-carbonatos. Os alquil-carbonatos são utilizados pois fornecem boa estabilidade ao ânodo quando comparados às outras famílias de solventes. O eletrólito LiPF6, por sua vez, é o sal-padrão mais utilizado nas baterias de íon-lítio, possuindo condutividade relativamente elevada, boa estabilidade térmica e preço acessível. Sua desvantagem é a sua contaminação com o ácido fluorídrico que provoca um aumento da impedância dos eletrodos. Assim, as soluções-padrão do eletrólito para as baterias de íon-lítio são LiPF6 com misturas de

alquil-carbonatos contendo carbonato de etileno, para a formação de uma camada protetora (ROSOLEM ET AL, 2012).

Nas baterias recarregáveis, a alta reatividade do eletrólito com os solventes orgânicos impediu o uso do lítio nas mesmas até a camada SEI (*solid-electrolyte interface*) ser desenvolvida. A camada SEI forma uma camada protetora na interface do carbono contendo lítio com o solvente de eletrólito orgânico quando uma célula é carregada pela primeira vez. Esta camada evita o ataque adicional do eletrólito pelo lítio e permite a passagem de íons de lítio durante os ciclos de carga/descarga. (KALHAMMER ET AL, 2007).

2.3.4 Químicas

No panorama atual, as baterias de íon-lítio são formadas por diferentes materiais químicos, cada qual com vantagens e desvantagens. Características como, tensão nominal, energia e densidade de potência das células variam com sua química, sendo que algumas são consideradas mais seguras e mais apropriadas para diferentes aplicações. Geralmente as células são nomeadas de acordo com a composição do cátodo (ANDREA, 2011), entre elas estão:

- LiCoO2: Óxido de lítio-cobalto;
- LiMnNiCo: Lítio-manganês-níquel-cobalto;
- LiFePO4: Lítio-ferro-fosfato;
- LiMnO2: Óxido de lítio-manganês;
- Li4Ti5O12: Titanato de lítio;
- LiMn2O4: Óxido de lítio-manganês;
- LiNiO2: Óxido de lítio-níquel.

2.3.5 Formatos

As células íon-lítio são encontradas, basicamente, em dois formatos, o cilíndrico e o prismático. As células cilíndricas têm vantagens como a facilidade de fabricação, boa estabilidade mecânica e capacidade de resistir altas pressões internas. Além do

mais, as baterias cilíndricas são equipadas com um mecanismo de abertura para expelir o excesso de gases de forma controlada quando a pressão exceder certo valor projetado. A grande desvantagem deste formato é que o agrupamento de duas ou mais células ocupam um volume indesejado, que é formado pelo espaço entre elas. Mesmo assim, alguns fabricantes de veículos elétricos, optam por utilizar células cilíndricas (ANDREA, 2011).

As baterias prismáticas são as mais comuns da família de baterias de lítio. Estas baterias estão presentes na maioria dos veículos elétricos, visto que foram desenvolvidas devido à exigência do consumidor para redução do volume ocupado pelas baterias. Suas desvantagens, comparada à bateria cilíndrica, são: a densidade de energia ligeiramente mais baixa, o custo mais alto de fabricação e uma menor estabilidade mecânica. Destaca-se, ainda, que a maioria das células prismáticas não tem um sistema de abertura, assim, com o aumento de pressão, a célula começa a inchar, tornando-se necessário utilizar placas de retenção nas extremidades da bateria (ANDREA, 2011).

Ambos os formatos de células de bateria de íon-lítio podem ser encontrados na Figura 4, que apresenta três modelos de células de baixa capacidade de armazenamento.

Figura 4 – Baterias de íon-lítio nos formatos cilíndrico e prismático.



Fonte: (DIRECTINDUSTRY).

2.4 CARACTERÍSTICAS DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO

2.4.1 Princípios físicos e químicos

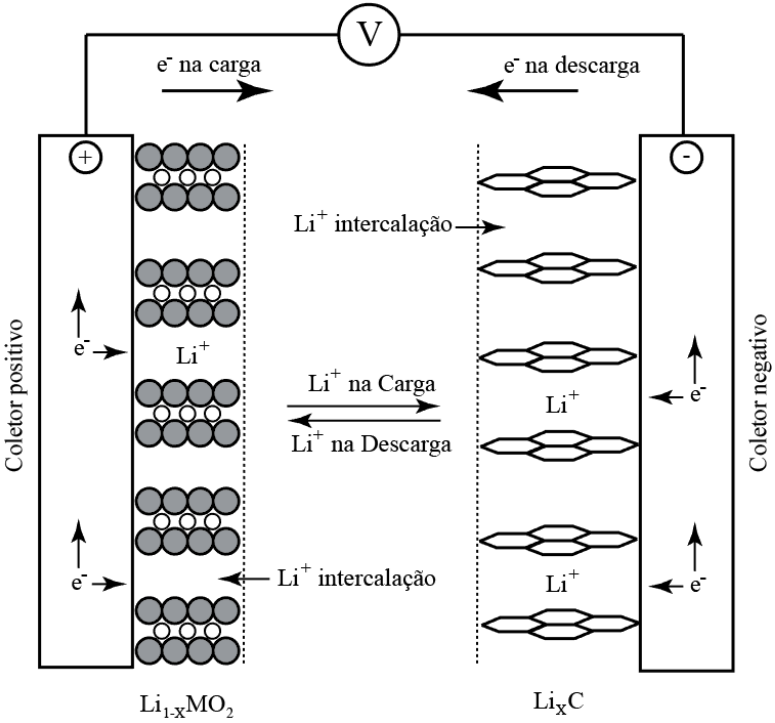
As baterias de íon-lítio possuem os materiais ativos dos eletrodos com propriedades de intercalação, ou seja, possibilitam inserir e extrair íons de lítios de modo reversível entre os dois eletrodos, junto com a remoção e adição de elétrons pelo circuito externo da bateria. Esta bateria é fabricada com os materiais ativos no estado de descarga, no entanto, para preparar o material ativo, é necessário carregar a bateria. Durante o processo da carga da bateria, os íons de lítio são extraídos do eletrodo positivo, que se oxida e cede um elétron. Os íons de lítio e os elétrons são transportados até o eletrodo negativo, sendo que os íons se movem através do eletrólito e os elétrons pelo circuito elétrico externo (fonte/carregador). Quando os elétrons chegam ao eletrodo negativo, é produzida, simultaneamente, a inserção dos íons de lítio na estrutura do material anódico e o estado de oxidação do material é reduzido.

Nesse tipo de bateria, o íon de lítio não sofre processo de oxidação e redução, ele somente é inserido e extraído dos materiais dos eletrodos. A oxidação e a redução ocorrem em outros componentes dos eletrodos positivos e negativos (grafite, cobalto, manganês, ferrofosfato, etc). Para que esse processo ocorra eficientemente, é necessário que os materiais ativos possuam estruturas cristalinas abertas, onde há espaços vazios, de modo que os íons possam ser inseridos ou extraídos. Tais estruturas permitem que os íons de lítio se movam de um eletrodo para o outro, podendo ser laminares em camadas, como o grafite e o cobaltato de lítio, ou com canais estruturados, tais como no óxido de manganês e ferrofosfato de lítio (PATIL ET AL, 2007) (FERGUS, 2010) (VÄYRYNEN; SALMINEN, 2012).

Durante a descarga, quando a bateria fornece energia, a reação ocorre em sentido inverso, regenerando os materiais utilizados inicialmente. Um esquemático do processo

eletroquímico que ocorre em uma célula de íon-lítio é apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Processo eletroquímico em uma célula de íon-lítio.



Fonte: Adaptado de (BREUCKER, 2012).

2.4.2 Vantagens e desvantagens

Atualmente, as baterias de íon-lítio possuem a química mais promissora. Como o metal mais leve e o elemento mais eletronegativo, o lítio é o material de eletrodo negativo mais atraente para baterias de alta energia. Baterias que usam ânodos de metal de lítio são capazes de fornecer tanto alta tensão (tensão nominal de 3,7V, tensão de carga em torno de 4,2V e tensão mínima de 2,5V), quanto excelente capacidade, resultando em uma alta densidade de energia.

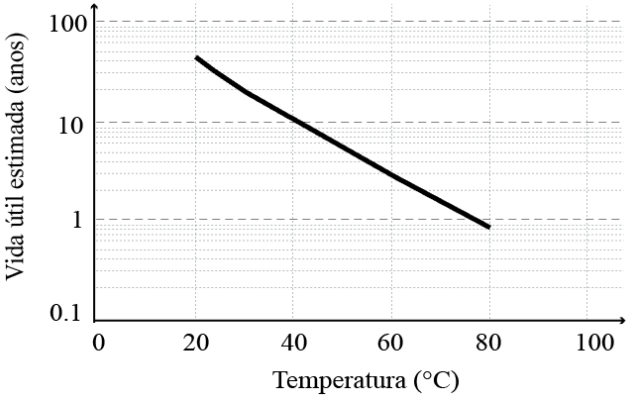
As baterias de íon-lítio também possuem uma auto descarga relativamente baixa (2 a 8% por mês), sendo menor do que a metade da bateria de níquel cádmio (NiCd), exigem baixa manutenção, nenhuma descarga periódica é necessária e nenhum ciclo programado é necessário para prolongar a vida da bateria. Sua vida útil é longa, chegando a mais de 1000 ciclos profundos e atingindo 3000 ciclos em DoD 80%, quando os limites de tensão apropriados são respeitados. Vale ressaltar que as células de íon-lítio causam menor dano ao meio ambiente quando descartadas do que as baterias de chumbo-ácido ou baterias à base de cádmio (LINDEN; REDDY, 2011).

Apesar de muitas vantagens, as baterias de íon-lítio também têm as suas desvantagens. Estas são mais caras de se fabricar, requerem um circuito de proteção para manter uma operação segura (BMS) e, mesmo com uma vida útil longa, estas baterias degradam quando descarregadas abaixo de 2-2,5 V. Além disso, a máxima corrente de carga e descarga é limitada e a temperatura da célula deve ser monitorada para prevenir temperaturas extremas, visto que a alta temperatura pode causar danos físicos à bateria e, por este motivo, armazenam-se as baterias em um lugar fresco, desacelerando o processo de envelhecimento da bateria (BREUCKER, 2012).

2.4.3 Dependência da temperatura

As baterias de íon-lítio são sensíveis à temperatura em que são carregadas, descarregadas e armazenadas. Normalmente, as baterias de íon-lítio são mantidas entre 20-30°C enquanto estão operando. Perto de 80°C, os materiais ânodos começam a reagir com o eletrólito. No entanto, mesmo com temperaturas inferiores à 80°C, o envelhecimento será acelerado, como pode ser visto na Figura 6.

Figura 6 – Vida útil das baterias de íon-lítio em função da temperatura.



Fonte: Adaptado de (BREUCKER, 2012).

Verifica-se que as temperaturas mais elevadas são prejudiciais para a vida útil da bateria, enquanto, de outro lado, a potência das baterias diminui com temperaturas mais baixas, pois os materiais dos eletrodos positivos sofrem uma alta perda de capacidade.

Portanto, o carregamento das mesmas é permitido entre 0 e 45°C e o descarregamento é permitido entre -40 e 65°C. Porém, uma faixa de temperatura mais estreita é recomendada para prolongar a vida da bateria, já que carregar ou descarregar baterias de íons de lítio à alta temperatura pode aumentar o risco de geração de gás dentro das baterias, levando ao inchaço, ao funcionamento incômodo de dispositivos de proteção e, possivelmente, às fugas térmicas (BREUCKER, 2012).

2.4.4 Fuga térmica nas baterias de íon-lítio

Depois de muita pesquisa em baterias recarregáveis de lítio durante os anos 80, foi descoberto que o ciclo de carga/descarga causa mudanças no eletrodo de lítio, reduzindo sua estabilidade térmica e, consequentemente, proporcionando condições de fuga térmica. Por causa da instabilidade inerente do metal de lítio,

especialmente durante o carregamento, pesquisas conduziram para uma bateria de lítio não-metálica que usa íons de lítio.

Embora superficialmente menor em densidade de energia do que a de metal de lítio, a de íon-lítio é segura, tomadas certas precauções quando carregada ou descarregada. Mesmo assim, a fuga térmica, que representa o auto-aquecimento rápido de uma célula, pode ocorrer nas baterias de íon-lítio. Os problemas acontecem quando um pequeno defeito ou dano é sofrido pelos finos separadores que impedem que os elementos da bateria entrem em contato direto, levando a um curto-circuito interno e, como consequência, ao rápido acúmulo de calor. Essa energia pode causar uma fuga térmica, onde a bateria fica superaquecida, podendo entrar em combustão (MIKOLAJCZAK ET AL, 2011).

Fatores externos, como fontes de calor externas e abuso mecânico, ou fatores internos como o design eletroquímico de células e falhas internas causadas por defeitos de fabricação de células podem causar a fuga térmica. Durante a operação da bateria, o carregamento com tensão bem acima da tensão máxima ou com correntes excessivas abaixo da tensão máxima da célula devem ser evitados. Além disso, a descarga rápida, como ocorre durante curtos-circuitos externos, e a descarga excessiva de uma célula para 0 V também devem ser evitadas (MIKOLAJCZAK ET AL, 2011).

O maior problema é que a fuga térmica não pode ser detectada pelos sistemas de proteção da bateria e, quando iniciada, não pode ser interrompida. Assim, a célula será destruída, podendo desencadear uma reação em cadeia com outras células na bateria. Normalmente, os engenheiros e fabricantes conseguem evitar esses problemas por meio de designs cuidadosos e controle de qualidade.

2.5 *BATTERY MANAGEMENT SYSTEMS* (BMS)

Devido aos riscos que as baterias de íon-lítio podem trazer para os usuários, faz-se necessário projetá-las com requisitos de

segurança. Primeiramente, no projeto, devem ser escolhidos materiais de cátodo, ânodo, separador e aditivos que garantam máxima segurança à célula. Os problemas de segurança com as baterias de íon-lítio resultam do fato de que os materiais dos eletrodos reagem com o eletrólito a temperaturas elevadas, conforme já mencionado. A segurança e a confiabilidade do eletrólito da bateria podem ser alcançadas através de aditivos para aumentar a camada de interface de eletrólito sólido (SEI) ou melhorar sua estabilidade térmica, transferências redox para proteção contra sobrecarga e também pelo desligamento dos separadores para evitar fugas térmicas (SCROSATI; GARCHE, 2010).

Já para a proteção da célula, deve-se fabricar a mesma com um dispositivo de interrupção do circuito (DIC) e um respiradouro de segurança, para protege-la de pressões excessivas. Os dispositivos de interrupção de carga são projetados para desconectar fisicamente e irreversivelmente a célula do circuito, sendo ativados quando a pressão interna exceder o limite (MIKOLAJCZAK ET AL, 2011).

As células de íon-lítio ainda exigem um sistema de proteção externo, conhecido como sistema de gerenciamento da bateria (BMS), que protege células individuais contra excesso de descarga e sobrecarga, curto-circuitos e correntes excessivas, enquanto as temperaturas são monitoradas.

As células de íon-lítio são muito suscetíveis a danos fora do seu intervalo de tensão permitido, assim, quando a tensão excede este intervalo, ocorre o envelhecimento das células, causando risco de segurança devido aos componentes reativos existentes nas células. A variação das características elétricas das células íon-lítio devido ao envelhecimento e às diferenças de temperatura, podem resultar em desvios no estado de carga dentro de um conjunto de baterias. Se o SOC não for periodicamente equilibrado, algumas células podem ser sobrecarregadas e causar danos irreversíveis (CORREIA, 2016).

Para proteger células individuais contra condições de carga de sobretensão e condições de descarga de subtensão, a tensão das células deve ser monitorada individualmente pelo BMS. Se a célula estiver com a tensão fora da faixa especificada, a bateria deve ser ignorada ou o processo de carga/descarga deve ser interrompido.

Outra função do BMS é fazer a equalização de tensão das células, a fim de evitar o desequilíbrio de tensão na bateria, que é causado por diferenças na capacidade celular, resistência interna, degradação e temperatura celular durante a carga/descarga. O balanço de tensão deve ser feito para evitar a descarga excessiva e a sobrecarga nas células (tensões mais baixas e mais altas), podendo ser realizado de modo passivo ou ativo. O modo passivo, mais comum de ser encontrado, utiliza resistências de balanceamento que descarregam as células com as mais altas tensões. Este modo é mais barato, porém é menos adequado, pelo fato de ser menos eficiente (ANDREA, 2011). O balanceamento ativo, por sua vez, é mais caro e eficiente, uma vez que a descarga é feita utilizando capacitores ou indutores para transferir energia de uma célula para outra, não dissipando a energia em resistências.

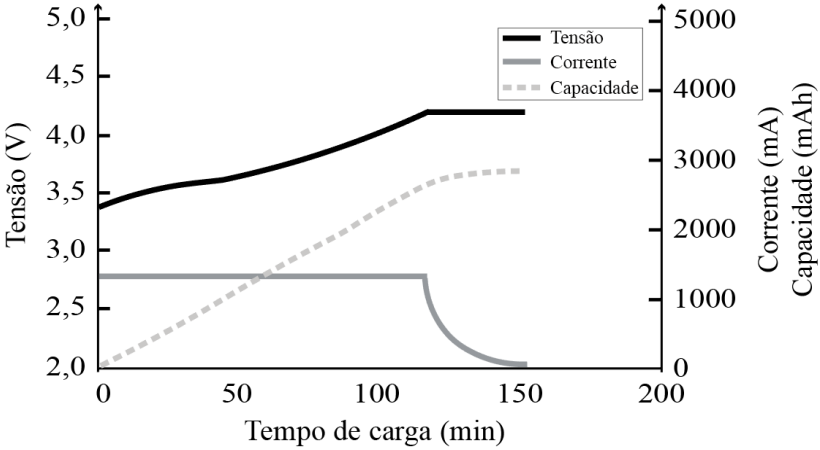
O sistema de gerenciamento de bateria ainda monitora a temperatura das células individuais, de modo que o processo de carga/descarga possa ser interrompido quando temperaturas excessivas são alcançadas.

2.6 CARREGAMENTO DAS BATERIAS ÍON-LÍTIO

O método convencional empregado no carregamento de baterias de íon-lítio é conhecido como corrente constante – tensão constante (CC-CV) e composto por duas etapas. A primeira etapa é um carregamento de corrente constante até a célula atingir a tensão de carga máxima. Já a segunda etapa é um carregamento de tensão constante até a corrente cair abaixo de certo valor. Como ilustrado na Figura 7, a corrente de carga deve permanecer constante até atingir a tensão nominal do banco de baterias, momento a partir do qual a tensão deve permanecer constante até

a extinção da corrente. Quanto maior for a corrente usada na primeira etapa, menor será o tempo de carregamento, porém deve-se respeitar os limites especificados pelos fabricantes (DUNG ET AL, 2016).

Figura 7 - Características de carga das baterias de íon-lítio.



Fonte: Adaptado de (PANASONIC, 2016).

Em correntes de carga mais elevadas, o SOC da bateria aumentará mais rapidamente, por outro lado, a segunda etapa será finalizada com um SOC inferior. O carregamento rápido tem o benefício de carregar rapidamente a bateria até 70-80% da capacidade máxima, mas, como consequência, a segunda etapa do processo de carregamento será estendida.

2.7 CÉLULA MODELO P140 MITSUBISHI

A célula que será utilizada neste projeto é a do modelo P140 da Mitsubishi, composta de LiMnNiCo, que foi projetada para ter uma alta densidade de energia para armazenamento, sendo ideais para aplicações em veículos elétricos. Neste modelo, o material do eletrodo positivo da bateria é um óxido de composto de lítio, que foi selecionado e combinado com os elementos de transição

adequados, como níquel, manganês e cobalto para metais ativos. Para a otimização do eletrodo negativo, utilizou-se uma base de grafite natural, um separador de alta resistência, eletrólitos e aditivos eletrolíticos para atingir alta tensão, alta capacidade, alta densidade de energia, alta taxa de carga/descarga e longa vida útil (MUKAI, 2012).

Este modelo de célula é encontrado na forma prismática, possuindo uma estrutura robusta e completamente vedada. Além disso, o resfriamento direto de ar produz alta eficiência de radiação de calor, confiabilidade e longa vida útil. As especificações referentes à esta célula são apresentadas na Tabela 1.

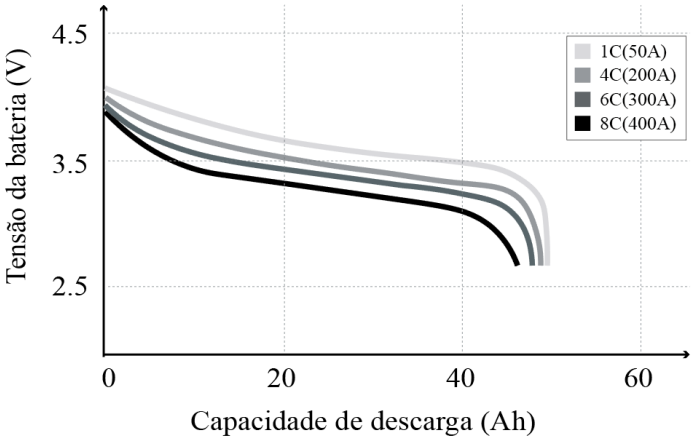
Tabela 1 – Especificações da célula modelo P140 Mitsubishi.

Item		**P140 Battery**	**Observações**
Capacidade Nominal		50 Ah	0,2 C, 25°C
Tensão Nominal		3,7 V	
Variação de Tensão		4,15 – 2,70 V	
Densidade de Energia por Volume		266 Wh/L	
Densidade de Energia por Massa		132 Wh/kg	
Dimensões (A x L x C)		166,5 x 109,9 x 38,0 (mm)	-
Temperatura de Operação	Carga	0 até 50°C	-
	Descarga	-20 até 50°C	-
	Armazenamento	-30 até 40°C	-
Corrente Máxima	Contínua	100 A	25°C
	Instantânea	300 A	25°C, 10s
Ciclos de Vida		3500 ciclos ou mais	80% DOD @ 1 C
Taxa de Auto Descarga		2% ou menos	/mês
Massa		1,4 kg	-
Revestimento		Corpo de alumínio prismático	-

Fonte: Adaptado de (MUKAI, 2012).

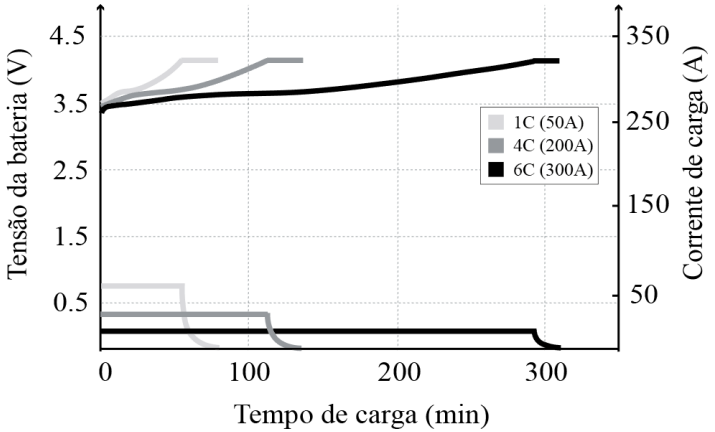
As características da taxa de descarga das baterias P140 a uma temperatura atmosférica de 25°C são mostradas na Figura 8. Já as características da taxa de carga da célula P140 nas mesmas condições são mostradas na Figura 9.

Figura 8 - Características de descarga da célula P140 a 25°C



Fonte: Adaptado de (MUKAI, 2012).

Figura 9 - Características de carga da célula P140 a 25°C



Fonte: Adaptado de (MUKAI, 2012).

2.8 CIRCUITO EQUIVALENTE – MODELO ELÉTRICO

Os modelos elétricos das baterias permitem estimar e otimizar o tempo de funcionamento da bateria e o desempenho do circuito, sendo importantes para projetos que envolvam qualquer

tipo de bateria. Existem diferentes modelos desenvolvidos por pesquisadores com a finalidade de obter o comportamento da bateria para fins específicos. Os modelos usados em projeto são complexos e demorados para obtenção dos resultados, sendo restritos à indústria que promove desenvolvimento na área de baterias ou instituições de investigação com trabalhos no desenvolvimento ao nível das células. Pelo contrário, os modelos usados em tempo real são mais simples e com uma menor exatidão, porém são os mais utilizados e mais úteis para a maioria dos estudos, permitindo conhecer o estado de carga (SOC), estado de saúde (SOH), tensão em circuito aberto (Voc), entre outros parâmetros.

Os modelos eletroquímicos são usados principalmente para otimizar os aspectos de projeto físico das baterias, caracterizar os mecanismos fundamentais de geração de energia e, normalmente, têm uma complexidade elevada.

Já os modelos matemáticos utilizam fórmulas matemáticas para modelar alguns aspectos que caracterizam o desempenho das baterias. Estes modelos não fornecem informações I–V importantes para a simulação e otimização de circuitos, sendo que a maioria dos modelos funciona apenas para aplicações específicas, fornecendo resultados imprecisos, na ordem de 5% a 20% de erro (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

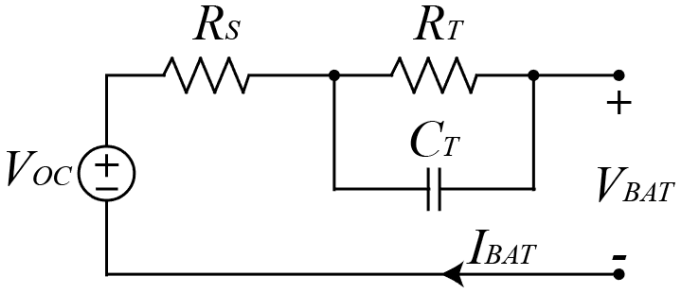
Por último, os modelos elétricos modelam o comportamento das baterias através de circuitos, utilizando resistências e capacitores para descrever os fenômenos internos das baterias. Estes modelos, cuja precisão está entre 1% e 5% de erro, são mais intuitivos, úteis, fáceis de serem aplicados e permitem conhecer as principais características, Voc e SOC da bateria de uma forma rápida e com baixa carga computacional (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

2.8.1 Modelo elétrico de Thevenin

O modelo elétrico mais simples de uma bateria consiste em uma fonte de tensão ideal com uma resistência em série (resistência interna), que modela o efeito da queda de tensão em seus terminais quando carregada. Este modelo não leva em conta a variação da resistência interna com a variação do estado de carga da bateria, nem a sua alteração em regime de carga ou descarga da bateria, podendo ser usado em situações onde o estado de carga não tem importância.

O modelo de Thevenin possibilita extrair o comportamento de V_{OC} da bateria de uma forma simples, apresentando certa imprecisão nos resultados, já que os valores dos componentes elétricos são fixos, ao contrário da realidade (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

Figura 10 – Modelo de Thevenin de uma bateria



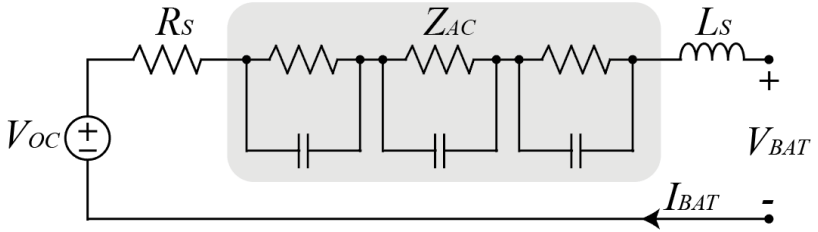
Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

Na Figura 10, ilustra-se o modelo composto por uma resistência R_S que modela a resistência interna e uma malha RC em paralelo que prevê a resposta da bateria à variação de carga para diferentes estados de carga. A relação entre tensão de circuito aberto (V_{OC}) e estado de carga é constante, impossibilitando a previsão da variação de tensão em regime permanente e a informação de tempo útil de funcionamento.

2.8.2 Modelo elétrico baseado em impedância

O modelo baseado em impedância usa o método da espectroscopia de impedância eletroquímica para obtenção de um modelo de impedância para diferentes frequências CA. Este é um modelo complexo, não intuitivo e só funciona para uma configuração de SOC e de temperatura fixas, não podendo prever a resposta CC ou o tempo útil da bateria. O circuito que representa este modelo é exposto na Figura 11.

Figura 11 – Modelo baseado em impedância.



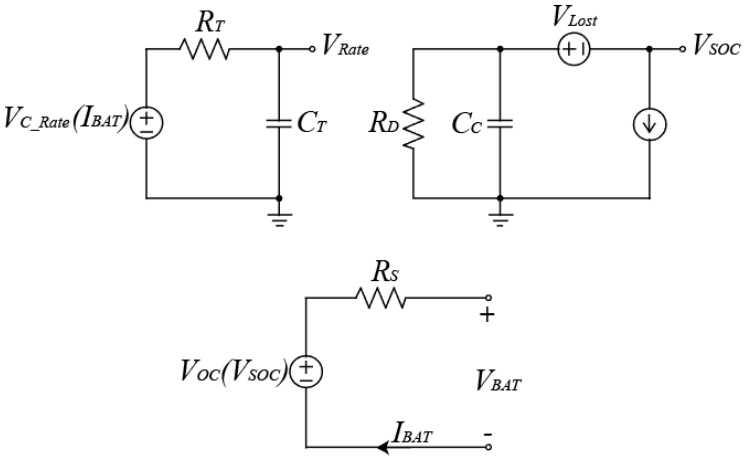
Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

Ressalta-se que, neste modelo, a impedância da bateria é fortemente afetada com a temperatura e estado de carga, sendo necessário realizar várias medições para se construir uma base de dados com a informação.

2.8.3 Modelo elétrico baseado no tempo de execução

Este modelo usa uma rede complexa de circuitos para simular o tempo de vida da bateria e a sua resposta de tensão CC, sendo preciso apenas para regimes de corrente constante, não permitindo prever o comportamento em tempo real da bateria nem a tensão de resposta para diferentes correntes de carga com precisão. Além disso, não pode ser implementado em simuladores de circuitos para prever com precisão o tempo de execução da bateria e o desempenho de I–V. Na Figura 12, o circuito que representa este modelo é apresentado.

Figura 12 – Modelo baseado no tempo de execução.

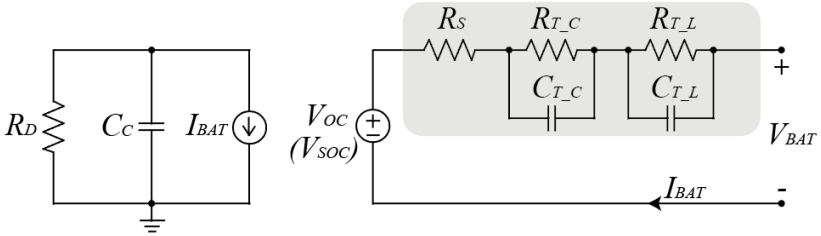


Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

2.8.4 Modelo elétrico proposto por (CHEN; RINCON-MORA, 2006)

Com base neste e nos outros modelos, um novo modelo, apresentado na Figura 13, foi proposto por (CHEN; RINCON-MORA, 2006). Este prevê todas as propriedades importantes da bateria.

Figura 13 – Modelo elétrico proposto por (CHEN; RINCON-MORA, 2006).



Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

Supondo que uma bateria é descarregada de um estado de carga para a mesma tensão no fim da descarga, a energia extraída,

ou seja, a capacidade, dependerá do número de ciclos, da corrente de descarga, do tempo de armazenamento (auto descarga) e da temperatura.

A capacidade de uma bateria pode ser modelada por um capacitor (C_C), um resistor de auto descarga (R_D) e um resistor em série equivalente (associação de R_S, R_{T_C} e R_{T_L}). O capacitor C_C representa toda a carga armazenada na bateria, convertendo a capacidade nominal da bateria de Ampère-hora para Coulomb, sendo que a mesma varia de acordo com o número de ciclos e a temperatura, conforme mostra a equação (2.1).

$$C_C = 3600 \cdot Capacidade(Ah) \cdot f_1(Ciclo) \cdot f_2(Temperatura) \quad (2.1)$$

O valor da tensão V_{SOC} define o estado de carga inicial da bateria, sendo que 1 V representa 100% do estado de carga e 0 V representa 0%.

O resistor de R_D caracteriza a perda de energia de auto descarga quando as baterias são armazenadas por um longo tempo. Teoricamente, seu valor varia de acordo com o SOC, a temperatura e o número de ciclos, podendo ser simplificado como um grande resistor, ou até mesmo ignorado, pois a capacidade diminui lentamente com o tempo quando nenhuma carga é conectada à bateria.

A tensão de circuito aberto V_{OC} corresponde a tensão interna da bateria que varia conforme o estado de carga da mesma. A relação não linear entre a tensão de circuito aberto (V_{OC}) e o SOC é importante para o modelo. Assim, a fonte de tensão controlada por tensão V_{OC} (V_{SOC}) é usada para representar essa relação.

Com uma variação da corrente de carga, a tensão da bateria responderá lentamente. Portanto, a rede RC, em destaque na Figura 13, simula a resposta transitória da bateria após esta condição. O resistor em série (R_S) caracteriza a queda instantânea de tensão e os dois pares RC (R_{T_C}, C_{T_C}) e (R_{T_L}, C_{T_L}) representam

os efeitos da polarização, sendo estas dinâmicas separadas em curta duração e longa duração.

Em (CHEN; RINCON-MORA, 2006) ainda foram realizados testes com 10 baterias de íon-litio do modelo PL-383562, a fim de extrair os parâmetros das mesmas. Os resultados são expressos nas equações a seguir, sendo que cada variável é dependente do estado de carga da bateria.

$$V_{OC}(SOC) = -1,031 \cdot e^{-35 \cdot SOC} + 3,685 + 0,2156 \cdot SOC - 0,1178 \cdot SOC^2 + 0,3201 \cdot SOC^3 \quad (2.2)$$

$$R_S(SOC) = 0,1562 \cdot e^{-24,37 \cdot SOC} + 0,07446 \quad (2.3)$$

$$R_{T_C}(SOC) = 0,3208 \cdot e^{-29,14 \cdot SOC} + 0,04669 \quad (2.4)$$

$$C_{T_C}(SOC) = -752,9 \cdot e^{-13,51 \cdot SOC} + 703,6 \quad (2.5)$$

$$R_{T_L}(SOC) = 6,603 \cdot e^{-155,2 \cdot SOC} + 0,04984 \quad (2.6)$$

$$C_{T_L}(SOC) = -6056 \cdot e^{-27,12 \cdot SOC} + 4475 \quad (2.7)$$

Após as equações definidas, foram traçadas as curvas que relacionam os valores dos componentes em função da variação do SOC, onde foi possível verificar que, para estados de carga entre 20 e 80%, os parâmetros internos das baterias apresentam apenas uma pequena variação, sendo possível considerar uma região linear. Esta consideração é importante para a modelagem do sistema, uma vez que serão adotados parâmetros invariantes no tempo.

Como conclusão, pôde-se definir que este modelo elétrico é preciso, intuitivo e capaz de capturar todas as características dinâmicas de uma bateria. O mesmo apresentou excelentes

resultados, prevendo precisamente o tempo de duração da bateria dentro de 0,4% de erro e resposta de tensão em 30 mV para qualquer perfil de carga.

3 CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Responsáveis pelo carregamento das baterias, os carregadores de baterias devem possuir características atrativas de desempenho para diferentes aplicações e consumidores. Para o carregamento em veículos elétricos existem carregadores diversificados que devem atender as exigências das normas referentes aos sistemas de carregamento de veículos elétricos (VEs). Estes carregadores são classificados para diferentes níveis de potência, divididos em *on-board* e *off-board* com fluxo de energia unidirecional ou bidirecional, sendo que a topologia a ser empregada irá depender da necessidade de projeto.

3.1 NÍVEIS DE POTÊNCIA DOS CARREGADORES

O carregamento de baterias dos VEs requer a conversão de energia elétrica que, geralmente, ocorre da rede para as baterias dos veículos. Vários níveis de tensão e potência de carga foram definidos por diferentes organizações de padronização como: IEC 61851, IEC62196, SAE J1772 e os padrões do Código Nacional de Eletricidade dos EUA (NEC).

De acordo com o padrão da *Society of Automotive Engineers* – SAE Standard J1772, os carregadores de baterias para VEs são divididos em três diferentes níveis (1, 2 e 3), que estão diretamente ligados à potência, ao tempo de carregamento, à localização (*on-board* ou *off-board*), ao custo, ao tipo de equipamento e ao efeito na rede. A fim de esclarecimento, a *Society of Automotive Engineers* (SAE) abrange os requisitos físicos, elétricos, funcionais e de desempenho gerais para facilitar o carregamento condutivo de veículos elétricos na América do Norte.

O Nível 1 de carga é conhecido como modo lento, onde a taxa de carregamento entregue ao VE é baixa, ou seja, são entregues baixos níveis de corrente e tensão às baterias. Geralmente, este tipo de carga é efetuado em áreas residenciais por

meio de uma tomada padrão presente na instalação. Sendo assim, o consumidor pode estacionar seu VE na garagem e deixar o mesmo carregando no período em que o VE não está sendo utilizado, normalmente, durante a noite. Neste modo de carregamento, é usada uma tensão padrão de 120 V alternado, com corrente de 15 A ou 20 A e, na maioria das vezes, nenhum equipamento especial precisa ser instalado para efetuar este tipo de carregamento.

Já o Nível 2 de carga é o mais apropriado para ser utilizado pelo usuário, pois está presente em instalações públicas e privadas. Este modo de carga possui níveis de tensão e corrente mais elevados quando comparados ao Nível 1, sendo que neste a tensão é de 240 V alternado e a corrente de até 80 A. Por este motivo, neste modo há um equipamento especial que proporciona a maior segurança exigida pelas normas. Como nos EUA a maioria das residências tem um serviço de 240 V alternado disponível, é possível carregar os VEs durante a noite, enquanto os veículos não estão sendo utilizados.

Por fim, há o Nível 3 de carga, que também é chamado nível de carga rápida. Sabendo que os VEs apresentam desvantagens, como: autonomia limitada e tempo elevado de carregamento das suas baterias, este tipo de carga foi desenvolvido para carregar o VE com uma taxa de carregamento e um alto nível de corrente de carga. Desta forma, o VE pode ser carregado até atingir um SoC de 80% em menos de uma hora. Este modo de carga rápida é destinado para ser instalado em estações de serviço com aplicações comerciais e públicas, podendo ser instalados em acostamentos de rodovias e pontos de reabastecimento da cidade, junto aos postos de gasolina, sendo, geralmente, *off-board* conectado à uma rede trifásica com tensão de 480 V alternado. Este tipo de recarga ainda não é uma prioridade para novas instalações, porém é previsto que este tipo terá influência direta sobre as vendas dos VEs no futuro, já que com postos de recarga em diversos locais, a aquisição de um VE se torna mais atrativa. A grande desvantagem deste nível de carga é o elevado custo de sua instalação.

Dentre os três níveis, observa-se que uma potência de carga mais baixa é uma vantagem para consumidores que procuram minimizar o impacto causado pelo carregamento nos horários de pico. Em contrapartida, o carregamento rápido de alta potência aumenta a demanda e sobrecarrega rapidamente o equipamento de distribuição local nos horários de pico, além de aumentar as perdas do transformador de distribuição, os desvios de tensão, a distorção harmônica e a demanda de pico no sistema de distribuição (YILMAZ; KREIN, 2013).

3.2 CARREGADORES UNIDIRECIONAIS E BIDIRECIONAIS

Os carregadores unidirecionais e bidirecionais se diferenciam pelo fato de que os primeiros podem carregar os VEs, mas não injetar energia na rede elétrica a partir das baterias presentes nos VEs. Já os bidirecionais, além de carregarem os VEs, ainda podem injetar energia na rede elétrica.

Os carregadores unidirecionais, normalmente, usam uma ponte de diodo com um filtro e conversores CC-CC. Esses conversores são formados por um único estágio para limitar o custo, peso, volume e perdas. Para o isolamento galvânico, geralmente, são utilizados transformadores de alta frequência. Como vantagens, o carregamento unidirecional limita os requisitos de hardware, simplifica os problemas de interconexão, utiliza um controle mais simples e tende a reduzir a degradação da bateria.

Hoje, pesquisas sobre carregamento unidirecional buscam estratégias de carregamento ótimas que maximizem os benefícios e explorem o impacto dos mesmos nas redes de distribuição. Com uma alta implementação de VEs e com o controle ativo da corrente de carga, os carregadores unidirecionais podem atender a maioria dos objetivos de utilidade, evitando preocupações com custos, desempenho e de segurança que estão associadas aos carregadores bidirecionais.

Os carregadores bidirecionais possuem dois estágios; o primeiro é constituído por um conversor CA-CC bidirecional ativo conectado à rede que impõe o fator de potência; já o segundo é formado por um conversor CC-CC bidirecional que controla a corrente das baterias. De acordo com a necessidade, esses carregadores podem usar topologias não isoladas ou isoladas.

Embora a maioria dos estudos se concentre no fluxo de potência bidirecional, devido sua principal vantagem de controlar o fator de potência, há sérios desafios para sua implementação. O fluxo de energia bidirecional possui desvantagens como a maior degradação das baterias devido ao processo de carga e descarga frequente e o custo elevado (YILMAZ; KREIN, 2013).

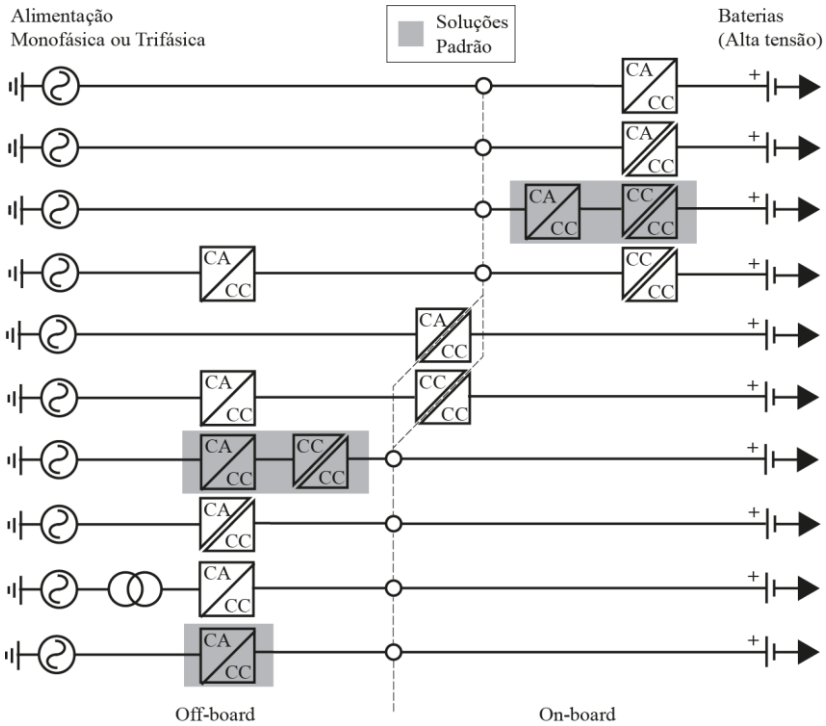
3.3 CARREGADORES *ON-BOARD* E *OFF-BOARD*

Os carregadores de baterias também podem ser divididos em *on-board* e *off-board*. Os carregadores *on-board* ficam localizados dentro do VE e permitem que os proprietários carreguem seus veículos sempre que uma fonte de energia adequada esteja disponível. Devido ao peso, espaço e restrições de custos os carregadores *on-board* são encontrados, geralmente, para o Nível 1 de carga. Nestes modelos, é desejado que os mesmos apresentem baixo peso e alta densidade de potência, uma vez que toda a eletrônica de potência se encontra no próprio veículo.

Para o carregador de bateria *off-board*, que fica localizado fora do VE, é necessário que haja uma infraestrutura de carregamento em pontos estratégicos, isso reduz os requisitos de armazenamento e os custos. Este, pode ser projetado para altas taxas de carregamento, sendo menos limitado por tamanho e peso (YILMAZ; KREIN, 2013).

Os carregadores *on-board* e *off-board* também podem ser monofásicos ou trifásicos com diferentes configurações referentes à eletrônica de potência, conforme pode-se verificar na Figura 14.

Figura 14 - Topologias de carregadores para sistemas de carregamento de VEs.

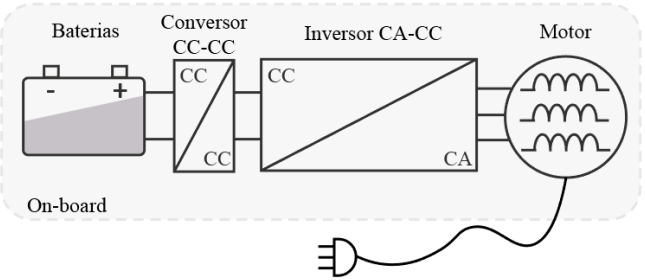


Fonte: Adaptado de (SOEIRO ET AL, 2012).

3.4 CARREGADORES INTEGRADOS

Os carregadores integrados recebem este nome por integrar o sistema de acionamento junto ao sistema de carregamento das baterias. Nestes, os enrolamentos do motor de tração do VE são usados como indutores de filtro ou como um transformador isolador e o inversor do motor serve como um conversor bidirecional CA-CC, conforme visto na Figura 15. No entanto, esta função pode ser integrada apenas se o carregamento e a tração não forem simultâneos.

Figura 15 – Carregador integrado de um VE.



Fonte: Adaptado de (YILMAZ; KREIN, 2013).

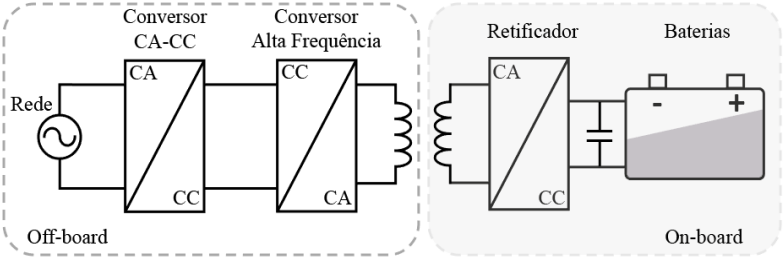
A integração do carregador foi desenvolvida pela primeira vez em 1985, surgindo com a proposta de minimizar o peso, volume e custo dos carregadores. A vantagem mais importante é que a carga rápida bidirecional de alta potência, nos níveis 2 e 3, pode ser feita com o fator de potência unitário. Como inconveniência deste tipo de carregamento, pode-se citar a complexidade do controle e a adição de um hardware extra (YILMAZ; KREIN, 2013).

3.5 CARREGADORES INDUTIVOS

O carregamento indutivo de VEs é baseado na transferência de energia sem contato elétrico entre o carregador e o veículo, onde a energia é transferida magneticamente. Este tipo de carregamento é muito conveniente ao usuário, pois não necessita de cabos. Assim, o usuário pode carregar o veículo com maior frequência, evitando descargas profundas das baterias, desde que, o carregamento seja efetuado em casa, no trabalho, nos mercados e, até mesmo, nas estradas. Como consequência, é possível afirmar que o carregamento indutivo pode também reduzir a necessidade de infraestruturas de carregamento rápido. Porém, o carregamento indutivo apresenta grandes desvantagens, como: baixa eficiência, baixa densidade de potência, maior complexidade de fabricação e custo elevado.

Existem dois diferentes tipos de carregadores indutivos. No primeiro, chamado de carregador indutivo estacionário, empregam-se transdutores primários e secundários, onde o transdutor primário é inserido no secundário, formando um circuito magnético e possibilitando a transferência de energia para o carregamento das baterias, conforme ilustra-se na Figura 16. A principal vantagem deste modelo é o fato de que um maior número de voltas pode ser usado para maximizar a indutância de magnetização do transformador, minimizando os requisitos do conversor para fornecer a corrente de magnetização. Comparado ao carregador VE sem contato que será descrito a seguir, este modelo ainda possui melhor acoplamento e maior eficiência, sendo que seus níveis de transferência de energia chegam até 50 kW.

Figura 16 – Carregador indutivo de um VE.



Fonte: Adaptado de (YILMAZ; KREIN, 2013).

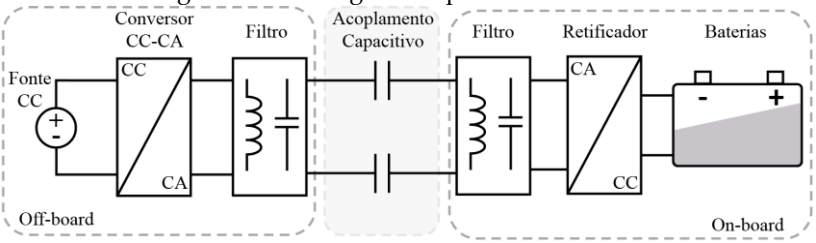
No outro tipo de carregamento indutivo, o veículo é carregado frequentemente, nos pontos que os carregadores estão presentes, uma vez que o primário estará inserido nas estradas e o secundário no veículo. Este tipo de carregamento sem contato é usado para redução do peso da bateria e do tamanho do veículo, já que as baterias são carregadas constantemente. Entretanto, este modelo possui um fraco acoplamento, requisitos elevados de tensão de alimentação, alta corrente de magnetização devido ao acoplamento e, consequentemente, baixa eficiência (YILMAZ; KREIN, 2013).

3.6 CARREGADORES CAPACITIVOS

Os carregadores capacitivos também são baseados na transferência de energia sem contato elétrico, ou seja, não são necessários cabos para o carregamento dos VEs. A diferença é que os carregadores capacitivos utilizam campos elétricos para realizar a transferência energia.

Como os campos elétricos não geram perdas nos objetos de metal nas proximidades do sistema, o acoplamento capacitivo possui a vantagem de não sofrer grandes interferências, tanto de potência, como de sinal em proximidades a objetos e estruturas metálicas. Além disso, um sistema de carregamento capacitivo é mais barato e menos complexo de ser implementado, uma vez que são utilizadas placas de metal baratas para transferir energia, em vez de bobinas de projeto complexo e que necessitam de materiais caros para serem produzidas. Outra vantagem é a minimização de IEM devido ao fato de que o confinamento do campo elétrico se estabelece entre o polo positivo e negativo do par de placas metálicos (LU ET AL, 2017). A Figura 17 mostra um carregador capacitivo de um VE.

Figura 17 – Carregador capacitivo de um VE.



Fonte: Adaptado de (LU ET AL, 2017).

Embora o carregamento capacitivo esteja se desenvolvendo rapidamente, ele é definido como adequado apenas para baixos níveis de potência em distâncias curtas de transferência. Outro problema é a necessidade de altas frequências (da ordem de MHz) para transferir potência da ordem de kW. Isso acontece, pois as

capacitâncias formadas nestes sistemas são muito pequenas, exigindo ou tensões elevadíssimas, ou altas frequências para vencerem a alta impedância (DAI; LUDOIS, 2015).

3.7 CONVERSORES EMPREGADOS NOS CARREGADORES DE BATERIAS

Os VEs ainda não conseguiram obter ampla aceitação no mercado devido algumas barreiras importantes, como por exemplo, alto custo, vida útil das baterias, complexidade dos carregadores e a falta de infraestrutura de carregamento. Daí, surge a necessidade de projetar carregadores que possam, de alguma forma, facilitar a aceitação dos mesmos no mercado.

Atualmente, os carregadores de bateria desempenham um papel crítico no desenvolvimento dos VEs, pois o tempo de carregamento e a duração da carga das baterias estão ligados às características destes carregadores. Pode-se afirmar que os maiores desafios estão relacionados ao desempenho e ao custo dos mesmos, sendo que as medidas de desempenho de carregadores estão relacionadas com a sua capacidade de fornecer energia de uma forma ininterrupta, sem perturbar a rede de alimentação e com o melhor rendimento possível (baixas perdas), já que a maioria dos carregadores usados em VEs possuem potência consideravelmente elevada.

A taxa de distorção harmônica é um dos mais importantes fatores de desempenho dos conversores de potência, junto ao fator de potência. Sabe-se que os carregadores são, basicamente, constituídos por um conversor CA-CC, composto por diodos, associado a um conversor CC-CC para fornecer uma CC regulada no lado da carga. Uma vez que a ponte de diodos, devido à sua natureza não linear, tem um impacto negativo sobre o perfil de potência de entrada, é comum a utilização de conversores CC-CC que façam a correção do fator de potência para obtenção de melhores resultados referentes a TDH e ao FP. Os padrões IEEE-1547, SAE-J2894, IEC1000-3-2 e os códigos elétricos nacionais dos

EUA (NEC) são responsáveis por limitar as harmônicas admissíveis para os carregadores de VEs que devem ser projetados para atender as devidas exigências (YILMAZ; KREIN, 2013).

Para segurança, é necessário que haja isolamento galvânico entre as baterias que serão carregadas e a rede elétrica. Com isso, o uso de um transformador se torna essencial em carregadores de baterias de VEs, seja ele para aplicações em altas frequências ou para baixas frequências, pois evitam que quaisquer harmônicos ou sinais indesejados entrem na bateria, aumentando o desempenho do sistema (KUSHWAHA; SINGH, 2016). Outro fator, não menos importante, é o rendimento do sistema, que relaciona a potência entregue à carga, com a consumida pelo sistema completo.

Portanto, um carregador de bateria deve apresentar ampla faixa de tensão de entrada e de saída, isolação galvânica entre rede e bateria, controle da corrente de carga das baterias, alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente, para minimizar o impacto na qualidade da energia. Além disso, é importante que o carregador seja eficiente, confiável, com alta densidade de potência e baixo custo.

Do ponto de vista de investimento, deve-se realizar um comparativo de relação custo x benefício entre o valor a ser investido e o desempenho desejado, para assim, fazer a definição da topologia e também dos componentes que serão utilizados nos conversores.

Por estes motivos, diversos carregadores surgem com diferentes propostas, relacionadas a topologia e ao esquema de controle, para atender às normas e às necessidades dos fabricantes e consumidores. Assim, a quantidade de modelos de carregadores e os estudos associados aos mesmos aumentaram bastante, juntamente com o crescimento dos veículos elétricos no mercado.

Como a proposta deste projeto é fazer a carga lenta de um banco de baterias estacionárias a partir da rede elétrica com potência consideravelmente elevada, optou-se por desenvolver um carregador CA-CC trifásico. Então, algumas topologias de

carregadores CA-CC trifásicas presentes na literatura, incluindo também algumas topologias monofásicas utilizadas, serão apresentadas a seguir.

3.8 TOPOLOGIAS CA-CC MONOFÁSICAS

Existem diversas topologias de conversores monofásicos CA-CC, conforme é possível verificar em (SINGH ET AL, 2003). Todas as topologias, obviamente, necessitam passar por um estágio de retificação, para que haja a conversão de CA para CC.

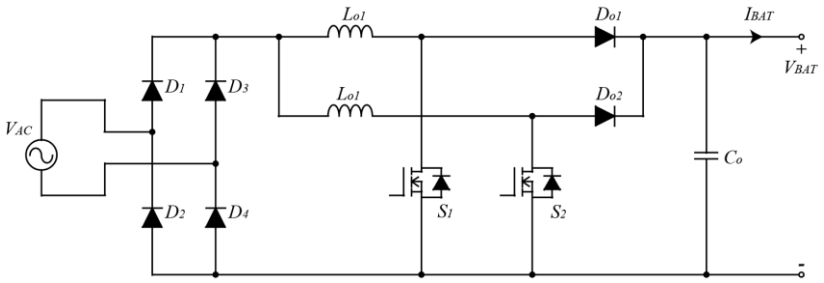
Em aplicações destinadas ao carregamento de baterias é necessário que seja feito o controle da corrente e da tensão de saída dos conversores. Para isso, utilizam-se topologias com retificadores ativos, onde a corrente e a tensão de saída já são controladas na saída do estágio retificador, ou retificadores passivos associados a mais um estágio CC-CC que controlará a corrente e a tensão de saída. Destaca-se que os retificadores ativos podem ser carregadores bidirecionais, desde que os interruptores sejam bidirecionais.

Como os carregadores devem atender requisitos referentes a fator de potência e taxa de distorção harmônica, é necessário que seja feita a adequação da corrente de entrada com a utilização de filtros (ativos ou passivos) ou com topologias que façam a correção ativa do fator de potência (PFC). A correção passiva para a redução de harmônicos, provocados pelos retificadores em ponte completa e dobradores de tensão nos sistemas monofásicos é feita com a instalação de filtros indutivos e/ou capacitivos. Para a correção ativa do fator de potência, o estágio retificador deve ser associado com um conversor *boost*, ou outro conversor com características de fonte de corrente em sua entrada, no estágio CC-CC do carregador. Assim, através de técnicas de controle do conversor é possível realizar a correção do fator de potência.

A aplicação da técnica *interleaving* também já foi proposta em (GARCIA ET AL, 2006) e (NI ET AL, 2012) para reduzir a ondulação da corrente de carga da bateria, o estresse sobre o

capacitor de saída e o tamanho do indutor, além de apresentar outras vantagens que serão descritas posteriormente neste trabalho. Na Figura 18, apresenta-se a topologia do carregador unidirecional com estágio CC-CC composto por um conversor *boost interleaved*.

Figura 18 – Carregador unidirecional com conversor CC-CC *boost interleaved*.

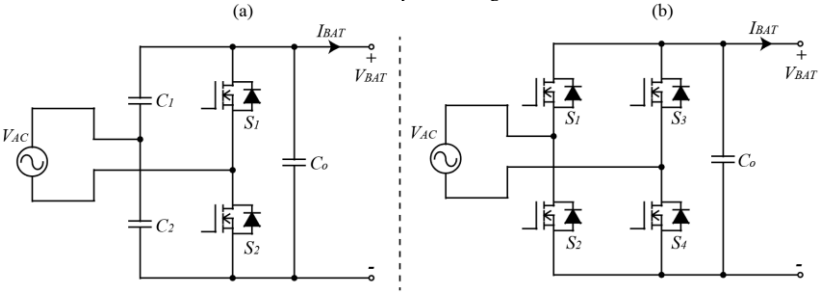


Fonte: Adaptado de (YILMAZ; KREIN, 2013).

Os carregadores monofásicos bidirecionais utilizam retificadores ativos com topologias de meia ponte ou ponte completa. A topologia meia ponte tem menor custo, pois utiliza menos componentes (2 interruptores), porém os componentes sofrem maiores estresses de corrente. Já os sistemas de ponte completa possuem mais componentes (4 interruptores) e custos mais elevados, com menores estresses de corrente. Além disso, no circuito de ponte completa há uma maior complexidade no circuito de controle para acionamento dos interruptores (PAHLEVANINEZHAD ET AL, 2012).

A Figura 19 mostra um carregador monofásico bidirecional half-bridge (a) e um carregador monofásico bidirecional full-bridge (b).

Figura 19 – Carregador bidirecional *half-bridge* (a) e carregador bidirecional *full-bridge* (b).



Fonte: Adaptado de (YILMAZ; KREIN, 2013).

3.9 TOPOLOGIAS DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS

Assim como as topologias monofásicas, as topologias trifásicas são diversas, conforme pode-se observar em (SINGH ET AL, 2004). Logo, nesta seção serão apresentadas algumas topologias referentes aos retificadores trifásicos aplicados para a conversão CA-CC em carregadores de baterias. Estas topologias são, geralmente, utilizadas em sistemas de carregamento que exigem potências mais elevadas com níveis mais rápidos de carregamento.

3.9.1 Retificadores a diodos

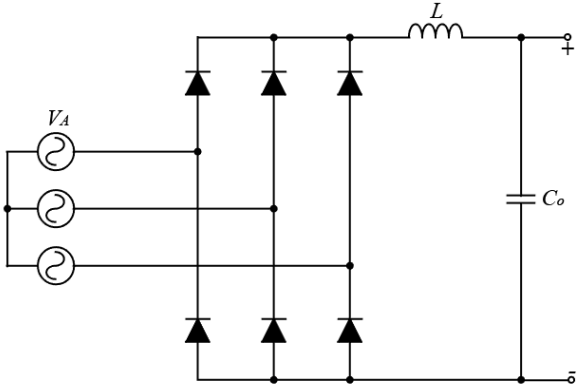
Os retificadores a diodos são os mais simples, pois utilizam apenas diodos para a retificação CA para CC. Com isso, a variação da tensão na saída depende, exclusivamente, da amplitude da tensão de entrada, sendo necessário utilizar um transformador redutor ou elevador para obtenção da tensão desejada na saída. Suas vantagens são o baixo custo e a simplicidade do circuito. No entanto, estes possuem um baixo fator de potência e uma elevada taxa de distorção harmônica, além de não ser possível controlar a tensão e a corrente de saída. Um circuito retificador trifásico básico com seis diodos (ponte de Graetz) e com filtro capacitivo de saída

apresenta uma TDH maior que 76%, resultando em um FP de, aproximadamente, 0,7 (RAY ET AL, 1988). Por estes motivos, os retificadores a diodos são utilizados em carregadores de VEs apenas associados com um conversor CC-CC, que auxilie na correção do FP e também controle as grandezas de saída.

Como solução passiva, são introduzidos indutores em série com as linhas de alimentação do circuito, para reduzir a distorção harmônica da corrente de linha e aumentar, significativamente, o fator de potência, além de limitar a corrente no caso de eventuais curtos-circuitos (MEHL, 1996).

Com a indutância no lado CC (Figura 20), há um amortecimento da corrente de entrada que a torna mais constante no semiciclo correspondente, formando uma onda aproximadamente quadrada. Este indutor de filtragem tem que ser bastante volumoso, para que suporte a máxima corrente de carga, sem que haja a saturação do núcleo. Para este caso, a TDH é no mínimo de 30%, mas o fator de potência pode chegar a 0,95 devido à simetria angular entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente na rede de alimentação (MEHL, 1996).

Figura 20 – Retificador a diodos com indutância do lado CC.

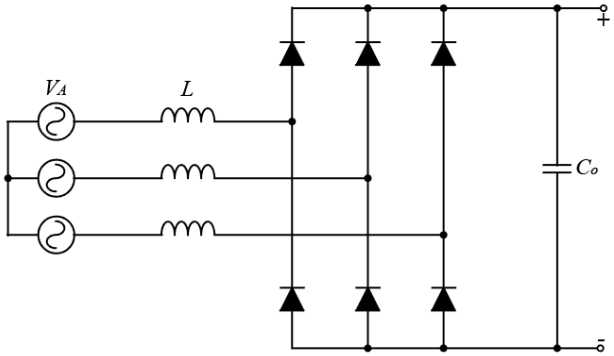


Fonte: Adaptado de (MEHL, 1996).

Outro modelo seria o retificador com indutâncias do lado CA (Figura 21). Este introduz um desfasamento superior ao

conversor anterior entre a corrente e a tensão de entrada, mas a forma de onda é mais sinusoidal do que a da topologia anterior. O circuito apresenta uma TDH em torno de 20% e o fator de potência em torno de 0,9, devido principalmente ao elevado deslocamento de fase entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente. Entretanto, em nenhum dos casos as normas referentes à TDH são atendidas (MEHL, 1996).

Figura 21 - Retificador a diodos com indutâncias do lado CA.



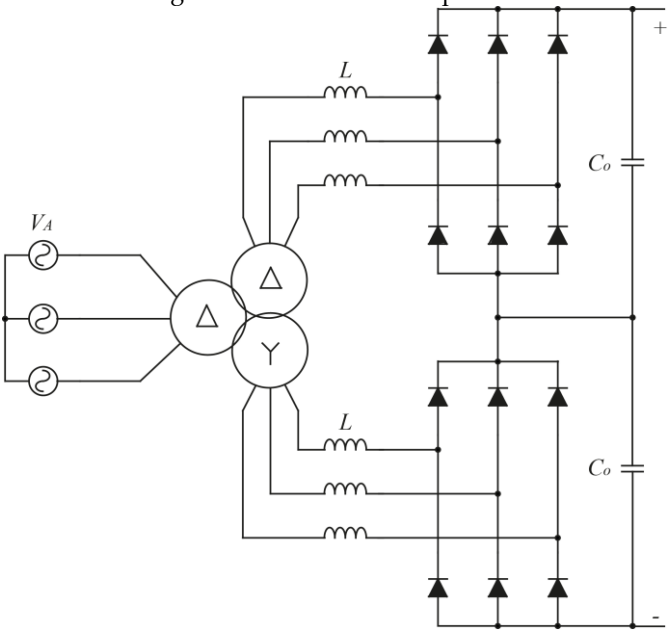
Fonte: Adaptado de (MEHL, 1996).

Por fim, ainda existe a correção do fator de potência com filtros ativos que fazem a injeção da terceira harmônica na corrente de entrada. Estes filtros serão mais detalhados a seguir, em outras topologias elaboradas para carregadores de VEs.

3.9.2 Retificadores multipulsos

Com a finalidade de melhorar a TDH, existe também a possibilidade da aplicação de um retificador multipulsos. Apesar de não ser encontrado na literatura nenhum carregador que aborde esta topologia, um retificador 12 pulsos (Figura 22) apresenta baixa TDH e pode ser usado, justamente, para suprir esta necessidade.

Figura 22 – Retificador 12 pulsos.



Fonte: Autoria própia.

A forma mais comum para obtenção dos 12 pulsos na saída do retificador é feita com dois retificadores 6 pulsos associados em série ou paralelo e ligados a um transformador com entrada em Δ e duas saídas, umas em Δ e outra em Y, que cria a defasagem entre os retificadores e faz o isolamento galvânico com a rede. Outros retificadores com maiores números de pulsos também podem ser utilizados (18, 24...), reduzindo ainda mais a TDH, porém serão mais caros e volumosos. Enfatiza-se que, mesmo com a utilização de maiores números de pulsos, o controle da tensão e da corrente ainda não pode ser realizado sem a conexão de um conversor CC-CC.

Neste trabalho, por exemplo, optou-se por utilizar um retificador 12 pulsos, então, posteriormente, serão mostradas as vantagens e desvantagens da aplicação do mesmo.

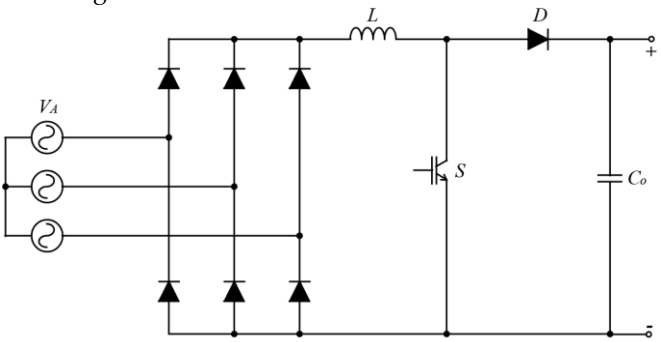
3.9.3 Retificadores a diodos com PFC tipo *boost*

Com a necessidade do controle da tensão e da corrente para carregamento das baterias e, também, da redução ainda maior da TDH, surgem diferentes topologias que usam componentes ativos. Neste subcapítulo serão apresentadas topologias tipo *boost* que agregam componentes ativos para atender os requisitos citados.

3.9.3.1 Ponte de Graetz + Conversor *boost*

Primeiramente, a topologia mais simples que agrega o controle da tensão e da corrente de saída com a técnica PFC, é a associação de um retificador passivo a diodos com um conversor *boost* em sua saída, conforme mostra-se na Figura 23.

Figura 23 - Ponte de Graetz + Conversor *Boost*.



Fonte: Adaptado de (HARTMANN ET AL, 2011).

Nesta configuração, apesar de ser possível controlar a tensão na saída e da simplicidade, há um grande inconveniente relacionado à TDH, uma vez que a mesma não será inferior a 30%, mesmo com fator de potência alto.

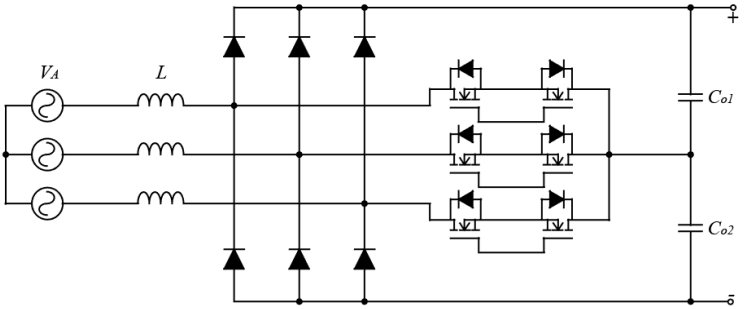
Outras duas topologias *boost* capazes de impor correntes com reduzido conteúdo harmônico e de regular a tensão de saída são as topologias Vienna e Δ-Switch. Ambas serão detalhadas a

seguir e são aplicáveis somente quando a tensão das baterias for superior a $\sqrt{3} \cdot V_{fase}$.

3.9.3.2 Retificador Vienna

O retificador Vienna que tem sua estrutura apresentada na Figura 24, possibilita controle da tensão de saída, sendo que os semicondutores de potência ficam sujeitos à, apenas, metade da tensão de saída. Esta topologia requer uma baixa indutância de entrada, apresenta baixas perdas de comutação e baixo IEM. Como desvantagens, este retificador necessita de controle do ponto central da tensão de saída e apresenta complexidade no controle (SOEIRO; KOLAR, 2013).

Figura 24 – Retificador Vienna.

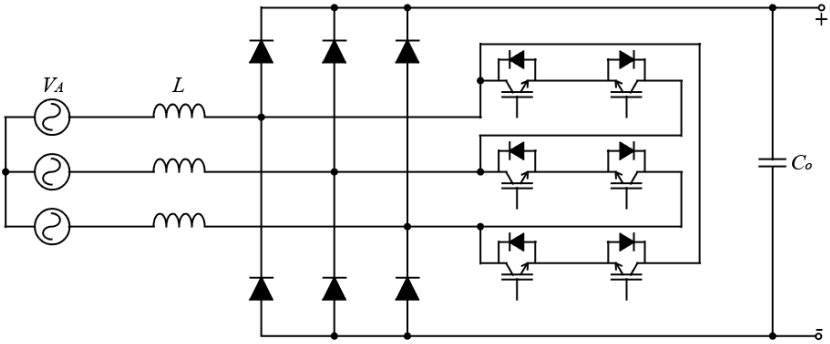


Fonte: Adaptado de (SOEIRO; KOLAR, 2013).

3.9.3.3 Retificador Δ-Switch

A segunda topologia *boost* é o retificador *Δ-Switch*, mostrado na Figura 25. As vantagens do retificador com interruptores em triângulo são as mesmas do Vienna, porém, este possui menor complexidade no seu controle. Como desvantagem, esta topologia exige semicondutores que suportem maiores níveis de tensão, uma vez que a máxima tensão sobre os mesmos é equivalente a tensão de saída.

Figura 25 – Retificador *Δ-Switch*.



Fonte: Adaptado de (SOEIRO; KOLAR, 2013).

Em (SOEIRO; KOLAR, 2013) foi feita uma comparação entre os retificadores Vienna e *Δ-Switch* e concluiu-se que para as mesmas condições impostas nos testes (carga, alimentação, modulação e frequência de chaveamento), o retificador Vienna se destaca como melhor opção para uma frequência de chaveamento superior a 18 kHz por possuir menores perdas de chaveamento. O fato de os interruptores serem submetidos a menores níveis de tensão reduz os custos de projeto e atenuam os níveis de IEM. Por outro lado, o retificador Vienna possui sempre 2 interruptores polarizados simultaneamente, acarretando em maiores perdas de condução.

3.9.4 Retificadores a diodos com PFC tipo *Buck*

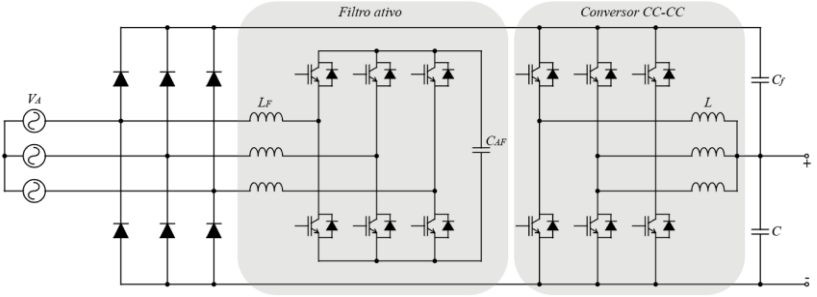
Assim como os retificadores do tipo *boost*, os retificadores tipo *buck* também são apropriados para carregadores de baterias de alta potência. As topologias mais modernas são o retificador *SWISS* e o retificador *6S-Buck*.

Em comparação com os sistemas de tipo *boost*, as topologias de tipo *buck* fornecem uma faixa de controle de tensão de saída mais ampla, enquanto mantêm a capacidade PFC na entrada.

3.9.4.1 Retificador trifásico com filtro ativo + conversor CC-CC *buck interleaved*.

Assim como nas topologias do tipo *boost*, uma solução que surge quando baterias com tensão inferior a tensão de fase da rede elétrica precisam ser carregadas, é o emprego de um retificador associado a um conversor *buck* CC-CC, conforme pode-se verificar na Figura 26.

Figura 26 – Retificador trifásico com filtro ativo + conversor CC-CC *buck interleaved*.



Fonte: Adaptado de (SOEIRO ET AL, 2012).

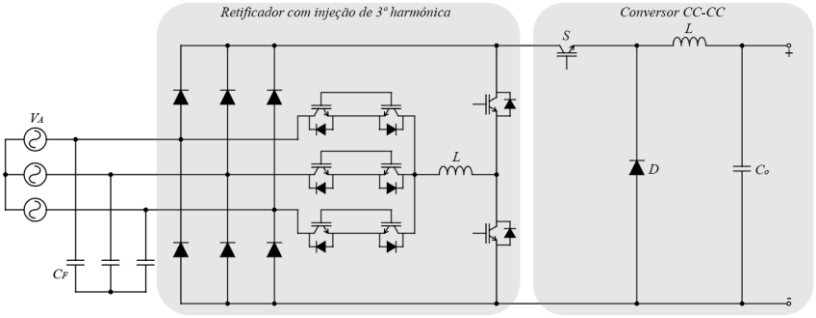
(SOEIRO ET AL, 2012) apresenta este conversor CA-CC de dois estágios, altamente eficiente, apropriado para aplicações de carregamento de VEs. Este sistema consiste em um retificador a diodos com 3 conversores *buck* associados em paralelo (*interleaved*) e, ainda, um filtro ativo de dois níveis. Uma vantagem desta abordagem é a potência relativamente pequena do filtro ativo, que permanece aproximadamente 40% da potência de carga exigida pela bateria. Além disso, o sistema possui alta confiabilidade do retificador, pois em caso de uma falha de no filtro, o carregador pode permanecer em operação, mas sem capacidade de correção do fator de potência.

Como o carregador proposto neste trabalho também irá empregar um conversor *buck interleaved*, as características referentes ao mesmo serão detalhadas posteriormente.

3.9.4.2 Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck*.

Ainda em (SOEIRO ET AL, 2012) uma topologia parecida com a anterior é apresentada. Nesta, há um retificador com injeção de 3º harmônico associado com um conversor *buck* CC-CC simples, conforme mostrado na Figura 27.

Figura 27 - Retificador trifásico com injeção de 3ª harmônica e conversor CC-CC *buck*.



Fonte: Adaptado de (SOEIRO ET AL, 2012).

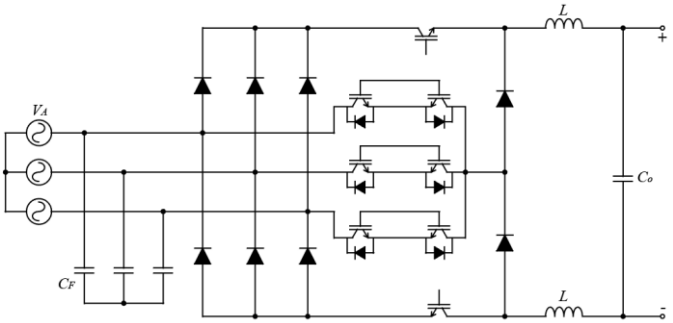
O conversor consiste em um retificador trifásico de alta eficiência sem capacitor no barramento CC. Este pode substituir o filtro ativo apresentado anteriormente, pois também consegue impor uma corrente sinusoidal na entrada.

O circuito de injeção de corrente é formado apenas por um único braço meia ponte com alta frequência de comutação, um indutor e três comutadores bidirecionais de baixa frequência. Como característica, o terminal negativo da tensão de saída está sempre conectado à rede através de um diodo da parte inferior do retificador a diodos, não sendo gerada tensão de modo comum de saída com frequência de comutação. Para o controle da tensão de saída um conversor *buck* CC-CC é aplicado operando como uma fonte de corrente (SOEIRO ET AL, 2012).

3.9.4.3 Retificador SWISS

O retificador SWISS é um retificador que combina conversores *buck* CC-CC junto ao circuito retificador com injeção de 3º harmônico. Sua estrutura pode ser avaliada na Figura 28. Estes são aplicáveis quando a tensão das baterias for inferior a $\frac{3}{2} \cdot V_{fase}$.

Figura 28 – Retificador SWISS.



Fonte: Adaptado de (SOEIRO ET AL, 2012).

Esta topologia apresenta um estágio de controle de complexidade relativamente baixa, podendo controlar a tensão de saída e alcançar uma operação com alto fator de potência, com uma corrente puramente sinusoidal. A modulação do circuito de injeção de corrente é realizada em baixa frequência seguindo as tensões de entrada do retificador (SOEIRO ET AL, 2012).

Verifica-se que este circuito também possibilita a limitação das correntes de curto-circuito na saída, pois ao ser curto-circuitada, uma malha é feita entre as bobinas de saída e os diodos, não afetando os semicondutores de potência.

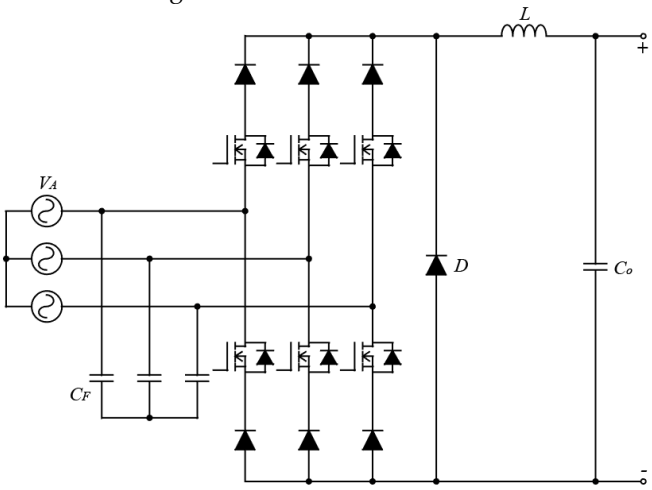
Quando comparado com um retificador ativo, é visto que este possui maior número de semicondutores, porém somente dois interruptores, nesta topologia, operam com altas frequências.

Um protótipo do retificador *SWISS* de 7,5 kW foi desenvolvido e apresentado em (SOEIRO ET AL, 2012), obtendo uma densidade de potência equivalente a 2.94 kW/dm³. Uma comparação entre este retificador e o retificador *6S-Buck* foi realizada, concluindo-se que, além de alcançar eficiência ligeiramente superior, o retificador *SWISS* pode ser controlado de forma semelhante a um conversor CC-CC.

3.9.4.4 Retificador *6S-Buck*

O retificador *6S-buck* também possibilita o controle da tensão de saída, desde que esta seja inferior a $\frac{3}{2} \cdot V_{fase}$, não exige muita complexidade em seu controle, tem uma distribuição equitativa da carga pelas fases e pode suportar uma falta de fase. A necessidade de um filtro de IEM na entrada e as perdas de condução relativamente altas quando comparada aos outros conversores são as desvantagens relacionadas a esta topologia, que está presente na Figura 29.

Figura 29 – Retificador 6S-Buck.

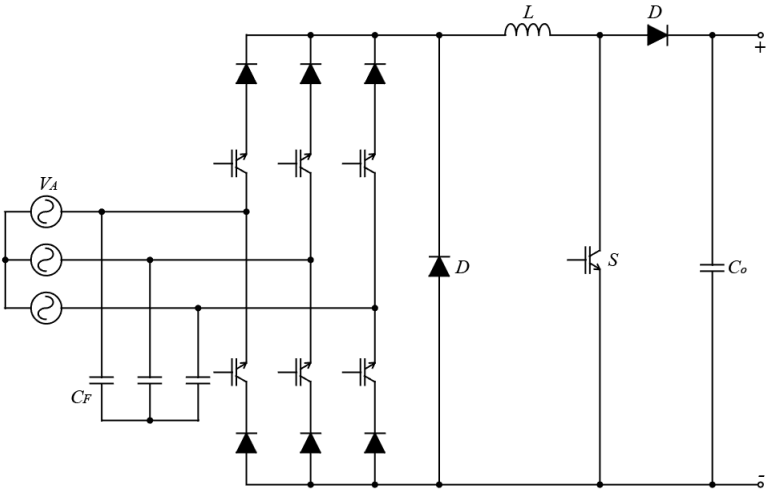


Fonte: Adaptado de (SOEIRO ET AL, 2012).

3.9.5 Retificador *Buck-Boost*

A configuração tipo *buck-boost* permite a redução ou o aumento da tensão de saída, possuindo, como vantagem, uma grande amplitude de operação. Esta topologia, mostrada na Figura 30, também tem uma distribuição equitativa da carga pelas fases e pode suportar uma falta de fase. Suas desvantagens são as mesmas do conversor *6S-buck*.

Figura 30 – Retificador *buck-boost*.



Fonte: Adaptado de (SOEIRO ET AL, 2012).

3.9.6 Retificadores multiníveis

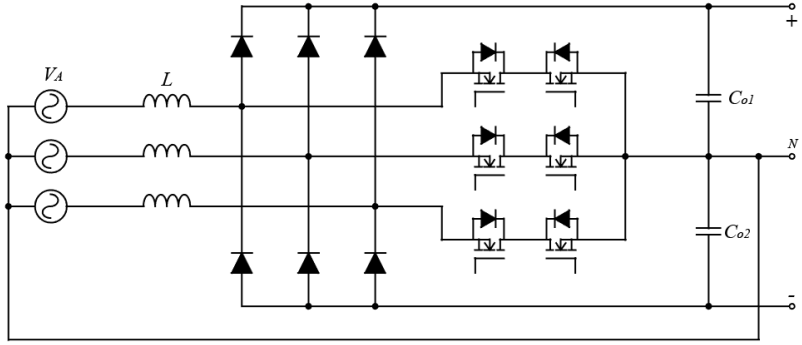
Para sistemas de Nível 3 de alta potência, onde o carregador deve apresentar bidirecionalidade, os retificadores multiníveis bidirecionais trifásicos são recomendados, apesar da complexidade adicional dos circuitos de controle e dos componentes adicionais que elevam o custo dos mesmos. Esses conversores são caracterizados por um alto nível de qualidade de potência e baixa IEM, fornecendo uma tensão de saída CC constante e insensível a perturbações. Como vantagens, estes

retificadores apresentam menor tensão de comutação e utilizam menores componentes passivos, como capacitores e indutores (SAYED; GABBAR, 2016).

No entanto, assim como todas as topologias, os retificadores multiníveis também apresentam desvantagens. Quando comparados com um retificador de ponte completa bidirecional, a topologia de três níveis é mais complexa e possui um número maior de componentes, elevando o custo e a complexidade do circuito de controle (ERB ET AL).

Em (YAMADA ET AL, 2015) foram apresentadas duas topologias de carregadores de baterias trifásicos de três níveis com PFC, sendo essas conhecidas como Tipo-T e Tipo-I. O fato de que, na topologia Tipo-T, durante o carregamento, apenas um diodo está em condução, enquanto na topologia Tipo-I dois diodos conduzem, levou os autores a desenvolverem um protótipo da topologia Tipo T, conforme apresentado na Figura 31, de 3,5 kW associado a um estágio CC-CC.

Figura 31 – Retificador de três níveis Tipo-T.



Fonte: Adaptado de (YAMADA ET AL, 2015).

4 DESCRIÇÃO DO CARREGADOR PROPOSTO

A maioria dos carregadores CA-CC fazem a carga direta nas baterias presentes nos veículos elétricos e híbridos. No entanto, a intenção deste projeto é fazer uma carga lenta em baterias estacionárias para que, posteriormente, estas baterias possam fazer uma carga rápida nas baterias presentes no ônibus elétrico com o uso de outro carregador de potência mais elevada.

A alimentação do carregador proposto será feita pela rede elétrica trifásica, com tensão de 220/380 V e frequência de 60 Hz, que estará presente no local em que o carregador será instalado.

As células do banco de baterias são do modelo P140 da Mitsubishi, sendo que cada célula possui uma tensão nominal de 3,7 V, podendo variar de 2,7 V até 4,15 V e uma capacidade de 50 Ah. O agrupamento das células é feito em *packs*, onde cada *pack* possui 11 módulos e em cada módulo contém 8 células. Portanto, cada pack tem 88 células associadas em série, resultando numa tensão nominal de 325,6 V e, consequentemente, numa capacidade de energia equivalente a 16,26 kWh.

O banco de baterias, por sua vez, será composto por 6 packs de baterias. Os packs serão agrupados em pares conectados em série e cada par será conectado em paralelo com os outros pares. Então, no total, este banco possui uma capacidade de energia de 97,68 kWh (6 packs) e sua tensão nominal é de 651,2 V, podendo variar entre 475,2 V e 730,4 V, dependendo do estado de carga das baterias.

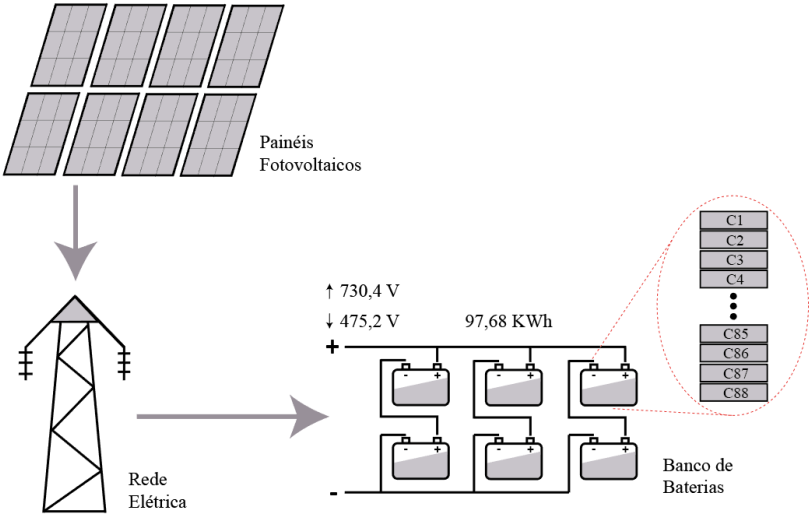
No ônibus elétrico do projeto estão presentes 8 packs de baterias, totalizando uma capacidade energia de 130,08 kWh. Assim, um outro carregador CC-CC *off-board* de, aproximadamente, 300 kW será usado para fazer uma carga rápida das baterias do ônibus a partir do banco de baterias estacionário. O ônibus que faz 5 viagens diárias do Sapiens Parque até o campus da UFSC no bairro Trindade, em Florianópolis, possui, atualmente, apenas um ponto de recarga que fica localizado no Sapiens Parque. Assim, o carregador proposto e o banco de baterias estarão

alocados no campus da UFSC, na Trindade, para que seja possível realizar uma carga rápida e parcial das baterias quando o ônibus precisar fazer outros trajetos e a energia armazenada nas baterias não for suficiente. Destaca-se que a carga não será completa caso o ônibus esteja completamente descarregado, pois o banco de baterias do ônibus elétrico possui maior capacidade de energia que o banco de baterias estacionárias.

A ideia de utilizar primeiro um carregador de baterias lento para carregar um banco de baterias estacionário para depois, por meio deste banco, carregar as baterias do ônibus, se deve ao fato de que o carregamento rápido pela rede pode trazer muitas inconveniências ao sistema. Por exemplo, para carregar o ônibus em menos de 1 hora é necessário extrair uma corrente da rede muito alta, exigindo cabos mais espessos e dispositivos de proteção que suportem estas correntes elevadas. Conforme visto em (AGELLER ET AL, 2010), os carregadores de VE, normalmente, necessitam um pico de potência variando de 50 kW a 250 kW para injetar corrente contínua nos conjuntos de bateria de tensão variável que, dependendo do modelo, pode estar entre 50 e 700 V contínuo. Outro fator muito importante é que um dispositivo de alta potência causa desvios de tensão na rede elétrica e a preocupação com TDH e FP deve ser maior, já que os níveis de corrente são mais elevados.

Um diagrama completo da conexão do banco de baterias com a rede elétrica é apresentado na Figura 32, onde observa-se que a energia necessária para o carregamento das baterias é proveniente de rede elétrica. Entretanto, é importante ressaltar que os painéis fotovoltaicos injetam energia na rede e geram créditos ao consumidor, logo, pode-se afirmar que o banco de baterias é carregado indiretamente pelos painéis fotovoltaicos.

Figura 32 – Diagrama representativo da conexão do banco de baterias com a rede elétrica.



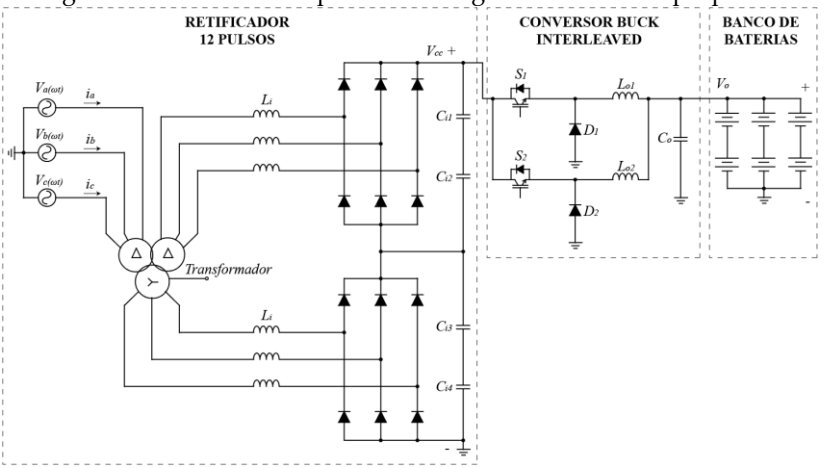
Fonte: Autoria própria.

Para a definição da potência nominal do carregador, o tempo de carregamento desejado para uma carga completa do banco de baterias foi considerado. Como o objetivo é realizar a carga completa do banco de baterias em um tempo de, aproximadamente, 10 horas, conforme especificação de projeto, a potência nominal do carregador definida foi de 12 kW para atender esta necessidade do projeto, uma vez que a capacidade de energia do banco de baterias é de 97,68 kWh e o carregador irá operar com potências inferiores à nominal, de acordo com o nível de tensão do banco de baterias.

A estrutura do carregador deve fazer o isolamento galvânico entre a rede e as baterias e, por este motivo, a topologia escolhida apresenta um transformador. O transformador poderia ser alocado tanto na parte de baixa frequência, como também na alta frequência. Porém, neste projeto, optou-se por utilizá-lo na baixa frequência, concedendo maior robustez ao carregador. A desvantagem é que este transformador possui maior peso e

volume quando comparado a outro transformador de mesma potência colocado no lado de alta frequência. Todavia, vale ressaltar que não foram feitas exigências quanto a peso e volume do carregador ao início do projeto.

Figura 33 – Circuito completo do carregador de baterias proposto.



Fonte: Autoria própria.

Equipamentos elétricos conectados à rede também devem apresentar um alto fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica de corrente, a fim de atender as normas exigidas pelas concessionárias de energia que serão apresentadas adiante. Visando atender essas normas, a solução adotada foi um retificador de 12 pulsos na entrada do carregador, que possui dois retificadores de 6 pulsos em série com o objetivo de elevar a tensão de saída. A tensão de saída também poderia ser elevada com os retificadores associados em paralelo, para isso, seria necessário elevar a relação de espiras do transformador. Porém, não é possível conectar duas pontes retificadoras em paralelo diretamente, uma vez que as tensões de saída de cada ponte não serão iguais. Para isso, deve-se utilizar um transformador de interfase com o objetivo de limitar o valor da corrente que circula entre os retificadores, causada pela diferença entre as tensões de

saída das pontes retificadoras. Em função desta inconveniência, a associação em série se tornou mais atrativa para ser empregada no projeto. A tensão nominal de saída do retificador, ou seja, a tensão de barramento definida foi de 940 V para garantir que o conversor *buck interleaved*, presente no estágio CC-CC, opere em uma zona confortável de comutação.

Após o estágio retificador, um conversor *buck interleaved* é utilizado para fazer a adequação e o controle da tensão e da corrente para o carregamento do banco de baterias. A escolha do conversor *buck* é justificada pelo fato de que este conversor apresenta característica de saída em corrente, sendo interessante quando aplicado para o carregamento de baterias, uma vez que a ondulação da corrente será baixa. Além disso, este conversor apresenta simplicidade na modelagem matemática e no controle.

Um diagrama esquemático com a topologia empregada para o carregador é apresentado na Figura 33. Conforme será mostrado, esta topologia bastante simples e robusta, é capaz de atender os requisitos exigidos, sem haver complexidade no controle.

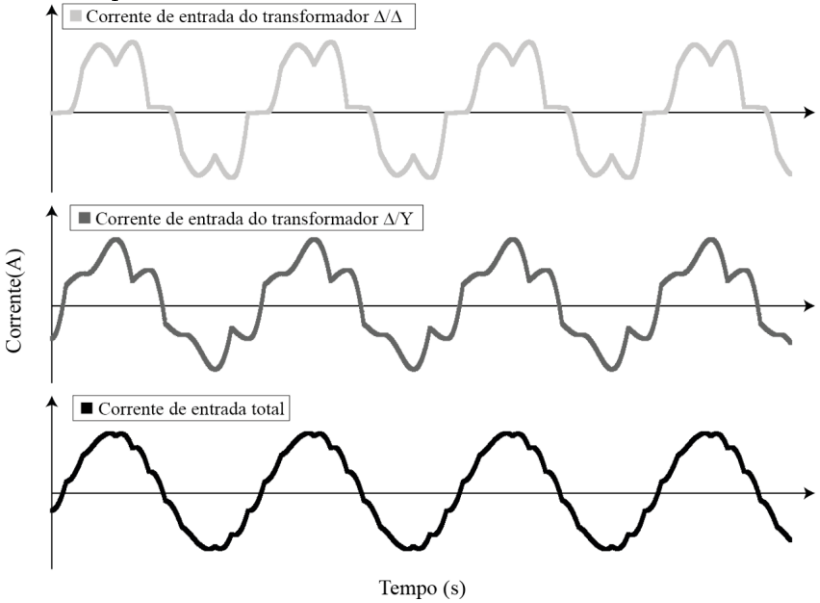
4.1 RETIFICADOR 12 PULSOS

Um retificador possui a função de converter uma tensão alternada de entrada para uma tensão contínua na sua saída, sendo que ondulação da tensão de saída será proporcional ao número de pulsos da tensão CA refletida no lado CC. Assim, quanto maior o número de pulsos, maior será a qualidade da tensão de saída e melhor será a qualidade da corrente de entrada. Estas características facilitam a filtragem e reduzem o tamanho dos elementos passivos utilizados.

Para obtenção de um elevado número de pulsos na saída de um retificador, utilizam-se variadas topologias. Uma dessas topologias é o retificador de 12 pulsos, que é formado por dois conversores de 6 pulsos, conectados em série ou paralelo. Nesta topologia cada um dos retificadores é alimentado por tensões de mesmo valor eficaz, mas com defasagem de 30° entre si. Assim, a

corrente da rede irá apresentar um formato multinível, sendo que apenas frequências de ordem 12k±1 estarão presentes em seu espectro harmônico, onde k é um número inteiro (1, 2, 3...) (FUKUDA ET AL, 2008) (MENG ET AL, 2015). A Figura 34 mostra a forma de onda teórica da corrente de entrada quando a saída apresenta característica de fonte de tensão.

Figura 34 – Formas de onda das correntes de entrada do retificador 12 pulsos com característica de fonte de tensão na saída.

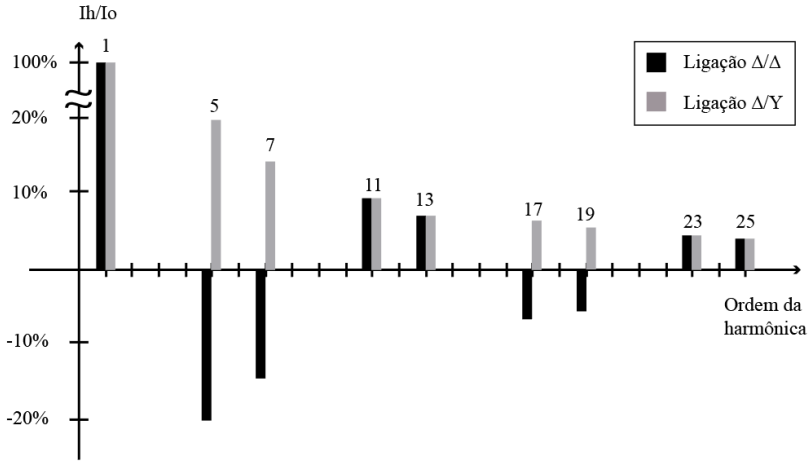


Fonte: Adaptado de (BARBI, 2012).

Analisando os espectros harmônicos dos retificadores de 6 pulsos conectados a um transformador delta/delta e também de um retificador de 6 pulsos conectado a um transformador delta/estrela, nota-se que, o primeiro produz harmônicas positivas e negativas e o segundo produz apenas harmônicas positivas. Os espectros harmônicos das correntes de fase dos retificadores de 6 pulsos são apresentados na Figura 35, nas quais é possível verificar que algumas frequências são anuladas na corrente total de entrada,

restando apenas as frequências de 11ª, 13ª, 23ª, 25ª, ... ordem e apresentando baixa TDH (BARBI, 2012).

Figura 35 – Espectro harmônico da corrente de fase para um retificador seis pulsos alimentado por um transformador Δ/Δ e por um transformador Δ/Y.



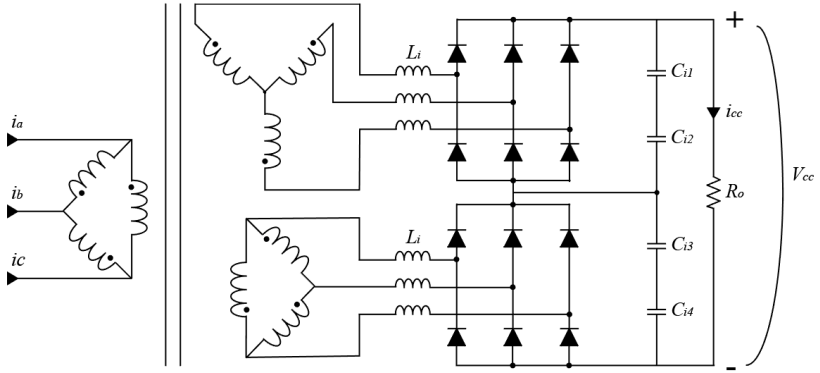
Fonte: Adaptado de (BARBI, 2012).

A associação de dois retificadores de 6 pulsos em série é normalmente empregada em situações onde se deseja uma tensão CC de saída elevada. Já a associação em paralelo é empregada quando a carga exige uma corrente elevada. A desvantagem da associação em paralelo é que a mesma necessita de um indutor ou de um transformador de interfase que absorvem as diferenças instantâneas de tensão entre as saídas dos retificadores, possibilitando a operação do conversor com carga única. Assim, a tensão média aplicada à carga será a média das duas tensões retificadas e a corrente será dividida.

Os retificadores 12 pulsos passivos são amplamente utilizados na retificação de alta potência, pois possuem uma configuração simples, harmônicos reduzidos de correntes de linha de entrada, baixa ondulação de tensão de saída e baixa interferência eletromagnética (BAI; LUKIC, 2013).

O retificador 12 pulsos projetado apresenta característica de fonte de tensão na saída. Na Figura 36, pode-se observar o circuito referente a topologia do retificador de 12 pulsos que é proposto para este projeto, ligado em série e alimentado por um transformador Δ – Δ/Y.

Figura 36 – Retificador 12 pulsos com transformador Δ/Δ-Y.



Fonte: Autoria própria.

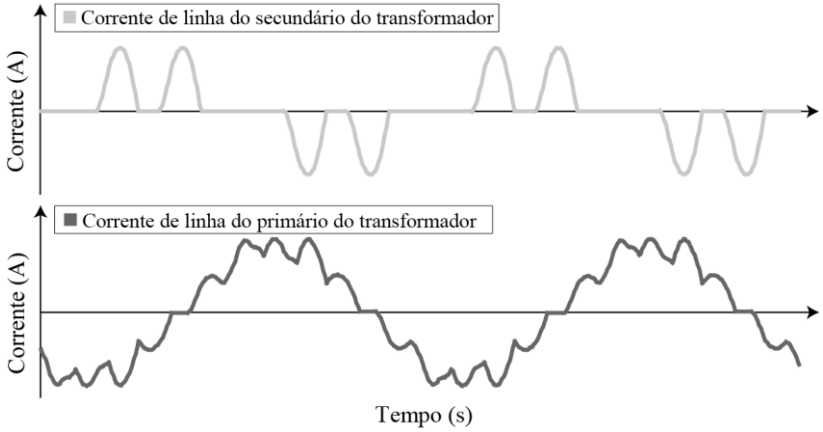
No circuito série, sem os capacitores de barramento, a tensão CC total apresenta uma ondulação em 720 Hz e uma variação pico a pico de apenas 3% do valor CC. Porém, com a adição de capacitores no barramento CC e de indutâncias linha no circuito, esta tensão CC se torna praticamente constante, sendo que quanto maiores os valores dos mesmos, menor será o percentual de ondulação. Neste trabalho, além dos capacitores no barramento CC, foram projetados indutores de linha no lado CA, que serão apresentados no decorrer do dimensionamento. Ressalta-se, ainda, que as indutâncias presentes no transformador e também na rede, contribuem para uma menor ondulação da tensão do barramento CC e, consequentemente, uma menor TDH.

4.1.1 Modos de operação da ponte retificadora

Um retificador de 6 pulsos com indutâncias de linha possui três modos de operação, sendo estes chamados de MC1, MC2 e MC3, conforme mostrado em (NORA, 2012).

O primeiro modo de condução, MC1, é o modo de condução descontínuo que apresenta quatro descontinuidades na forma de onda de corrente de entrada, ou seja, a cada ciclo de rede a corrente terá quatro vezes o valor constante igual a zero, portanto, a TDH do retificador nesta etapa de operação será elevada. A Figura 37 mostra a corrente de um retificador 6 pulsos com suas quatro descontinuidades junto à corrente de entrada de um retificador 12 pulsos formado por dois retificadores de 6 pulsos operando em MC1. Nesta figura é possível observar que mesmo com o uso de um retificador de 12 pulsos, a corrente de entrada ainda apresenta uma elevada distorção, não sendo apropriada sua aplicação para este projeto.

Figura 37 – Correntes no secundário e no primário do transformador Δ-Δ/Y com retificador 12 pulsos operando em MC1.

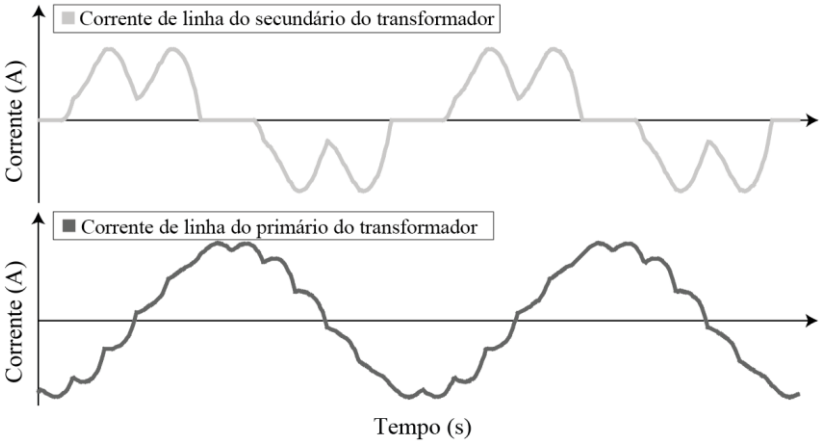


Fonte: Autoria própria.

O modo de condução MC2 também é um modo de condução descontínuo, porém, este apresenta apenas duas descontinuidades

na corrente de entrada para cada ciclo de rede e, consequentemente, resulta em uma melhor TDH, quando comparado com o MC1. Analisando a Figura 38, é possível observar as descontinuidades na corrente de entrada de um retificador de 6 pulsos e a menor distorção da corrente de entrada do retificador 12 pulsos, quando comparado ao caso anterior, fazendo que este seja o modo mais adequado para o projeto.

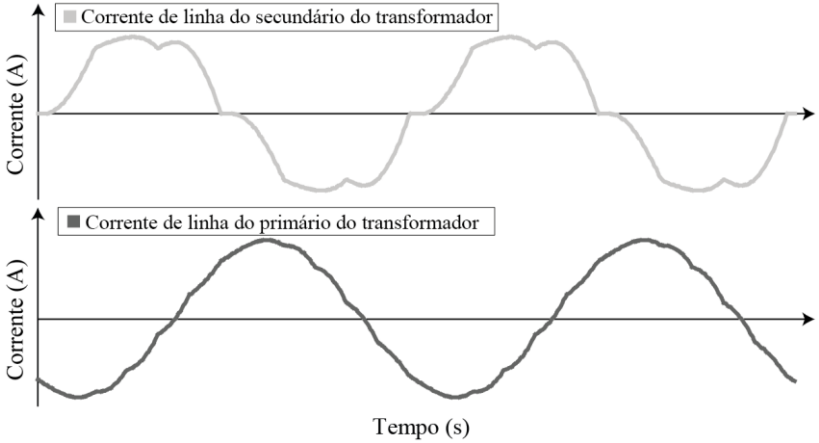
Figura 38 – Correntes no secundário e no primário do transformador Δ-Δ/Y com retificador 12 pulsos operando em MC2.



Fonte: Autoria própria.

Por fim, o modo MC3 é o modo de condução contínuo, em que a corrente de entrada da ponte retificadora apenas tem a passagem por zero, aproximando-se de uma senoide e resultando em uma baixa TDH. Estas informações, podem ser verificadas na Figura 39, na qual é possível observar a corrente de entrada de um retificador 6 pulsos sem descontinuidades, fazendo com que a corrente de entrada resultante do retificador 12 pulsos apresente apenas pequenas distorções. Este modo de condução não é interessante para o projeto, pois exige que as indutâncias de entrada sejam elevadas e, consequentemente, volumosas, causando uma maior queda de tensão na tensão de barramento.

Figura 39 – Correntes no secundário e no primário do transformador Δ-Δ/Y com retificador 12 pulsos operando em MC3.



Fonte: Autoria própria.

Basicamente, os modos de condução podem definidos por uma faixa de valores relacionados a razão entre a tensão do barramento CC (V_{CC}) e a tensão de linha de pico (V_{LP}), conhecida como $\overline{V_{CC}}$, conforme (4.1).

$$\overline{V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{V_{LP}} \tag{4.1}$$

Assim, é possível identificar em qual modo a ponte retificadora está operando a partir dos intervalos descritos a seguir (NORA, 2012):

- MC1 - $0{,}94 < \overline{V_{CC}} < 1{,}00$
- MC2 - $0{,}75 < \overline{V_{CC}} < 0{,}94$
- MC3 - $0{,}00 < \overline{V_{CC}} < 0{,}75$

Com a adição de indutâncias de linha a tensão do barramento CC irá reduzir, enquanto a tensão de linha de pico se mantém constante. Desta forma, quanto maior a indutância, menor será o valor de $\overline{V_{CC}}$.

4.1.2 Normas referentes à TDH e ao fator de potência

Um carregador de baterias conectado à rede elétrica, de acordo com o que já foi apresentado anteriormente, necessita atender certas normas regulamentadoras referentes ao fator de potência e à TDH.

No caso do fator de potência, a atual regulamentação brasileira (ANEEL) estabelece que o mínimo fator de potência das unidades consumidoras alimentadas em baixa tensão seja de 0,92. Em (ANEEL, 2018), o seguinte texto é encontrado: " Para unidade consumidora ou conexão entre distribuidoras com tensão inferior a 230 kV, o fator de potência no ponto de conexão deve estar compreendido entre 0,92 (noventa e dois centésimos) e 1,00 (um) indutivo ou 1,00 (um) e 0,92 (noventa e dois centésimos) capacitivo, de acordo com regulamentação vigente".

De acordo com o que está descrito na norma, o fator de potência estabelecido refere-se à unidade consumidora e não ao equipamento em si. No entanto, para a unidade consumidora estar de acordo com as normas, é importante que os equipamentos presentes na unidade consumidora, estejam adequados a mesma.

As normas referentes à TDH de corrente de equipamentos encontradas são internacionais, não havendo normas nacionais para regulamentar esta grandeza. Após análise das normas, verificou-se que o carregador proposto entraria nas especificações da norma IEC 61000-3-4 (Limitação de emissão de correntes harmônicas em sistemas de alimentação de baixa tensão para equipamentos com corrente nominal maior que 16 A). Segundo (FAU, 2014), esta recomendação técnica é direcionada aos equipamentos elétricos e eletrônicos que possuem uma corrente

nominal superior a 16 A por fase e são alimentados por sistemas de distribuição em corrente alternada com as seguintes características: tensão nominal de até 240 V, monofásica, dois ou três fios; tensão nominal de até 600 V, trifásico, três ou quatro fios; frequência nominal de 50 ou 60 Hz.

Em (PIRES, 2010) a Tabela 2 contendo os valores percentuais de distorção para cada componente harmônico da norma IEC 61000-3-4 é apresentada.

Tabela 2 – Limites individuais de harmônicos de corrente em % da fundamental.

Componente harmônico	Harmônico admissível (%)	Componente harmônico	Harmônico admissível (%)
3	21,6	19	1,1
5	10,7	21	0,6
7	7,2	23	0,9
9	3,8	25	0,8
11	3,1	27	0,6
13	2,0	29	0,7
15	0,7	31	0,7
17	1,2	33	0,7

Fonte: (PIRES, 2010).

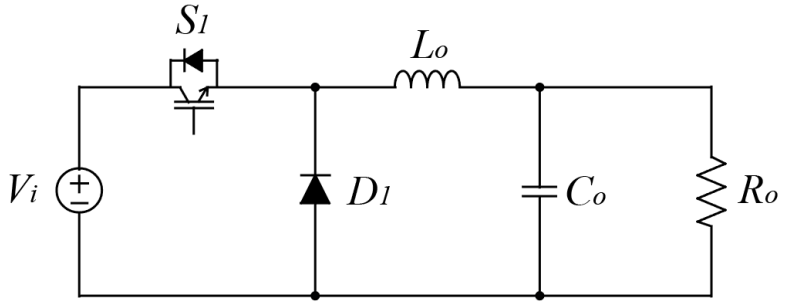
Então, o projeto do carregador proposto buscará atender as distorções harmônicas limitadas por esta norma e as normas da ANEEL referentes ao fator de potência.

4.2 CONVERSOR *BUCK* CC-CC

Um conversor CC-CC tem a função de converter uma tensão em sua entrada em uma tensão da saída que pode ser regulada conforme a necessidade. O valor médio da tensão de saída é proporcional ao tempo no qual a saída fica ligada em relação à entrada. A conversão desta tensão é feita com a aplicação de um capacitor, um indutor e um dispositivo de estado sólido que opere em alta frequência.

O conversor *buck* é um conversor abaixador, ou seja, com ele pode-se converter uma tensão contínua de entrada em uma tensão contínua de saída com valor mais baixo. Seu circuito é representado pela Figura 40.

Figura 40 - Conversor *buck*.



Fonte: Autoria própria.

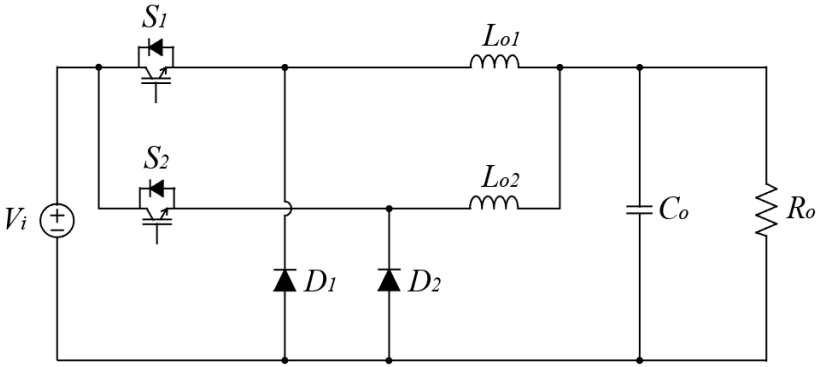
4.2.1 Conversor *buck interleaved*

A técnica *interleaving* é baseada na associação de conversores em paralelo, sendo que a mesma foi proposta, originalmente, como uma forma de superar as limitações tecnológicas dos componentes. Nos últimos anos, esta técnica tem sido amplamente utilizada em conversores de energia (NI ET AL, 2012).

Portanto, a conversão *interleaved* refere-se à interconexão de múltiplos conversores, nos quais a frequência de chaveamento é a mesma, mas os sinais de comando são defasados entre si. Este tipo de conversão reduz a amplitude da ondulação e aumenta a frequência de ondulação efetiva do conversor sem aumentar as perdas de comutação ou as tensões do dispositivo. Logo, um conversor *interleaved* exige menores requisitos de armazenamento de energia e filtragem, resultando em densidades de conversão de potência muito melhores sem afetar a eficiência (GARCIA ET AL, 2006) (SCHITTLER ET AL, 2013). Além disso, permite a divisão de corrente entre os interruptores principais da estrutura. Desse modo, esta conexão é, geralmente, projetada para aplicações de

alta potência onde as classificações de dispositivos são um fator limitante (HAGHBIN; THIRINGER, 2016). Destaca-se que esta técnica também pode ser ampliada para um número qualquer de conversores interligados, sendo possível comandar os interruptores com o mesmo sinal de comando. Na Figura 41, um conversor *buck interleaved* com dois conversores *buck* em paralelo é apresentada.

Figura 41 – Conversor *buck interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Conforme pode ser verificado nas referências (HAGHBIN; THIRINGER, 2016) (NI ET AL, 2012) (GARCIA ET AL, 2006), o uso desta técnica está sendo bastante empregada também para os carregadores automotivos.

Em (OLIVER ET AL, 2004) foi investigado o número ótimo de conversores em paralelo que devem ser utilizados na aplicação requerida, concluindo-se que este parâmetro não é fácil de determinar, pois envolve muitos cálculos e diferentes tecnologias devem ser levadas em consideração. Neste projeto, optou-se por utilizar apenas dois conversores em paralelo, pois, com pequenos componentes de filtragem, a ondulação da corrente de saída desejada pôde ser obtida. Além disso, os níveis de corrente nos semicondutores também foram considerados adequados. Com a adição de mais conversores, os níveis de corrente e o tamanho dos

componentes seriam ainda mais reduzidos, mas, em contrapartida, a complexidade de projeto seria mais elevada e a robustez do carregador seria reduzida.

O ganho estático, relação entre as tensões de saída pela de entrada, é equivalente à razão cíclica (D), independentemente do número de conversores interligados, conforme equação (4.2).

$$\frac{V_o}{V_i} = D \tag{4.2}$$

4.2.2 Etapas de operação do conversor *buck interleaved*

O conversor *buck interleaved* deste projeto contará com apenas dois conversores em paralelo, já que a corrente de saída não é tão elevada, sendo que os interruptores do conversor *interleaved* serão acionadas com defasagem de 180°. Portanto, a análise da ondulação da corrente de saída deve ser feita para dois intervalos diferentes de razão cíclica, isto é, para o intervalo de razão cíclica entre 0 e 0,5 e para o intervalo entre 0,5 e 1.

Para 0 < D < 0,5, os interruptores serão comutados conforme apresenta a Tabela 3.

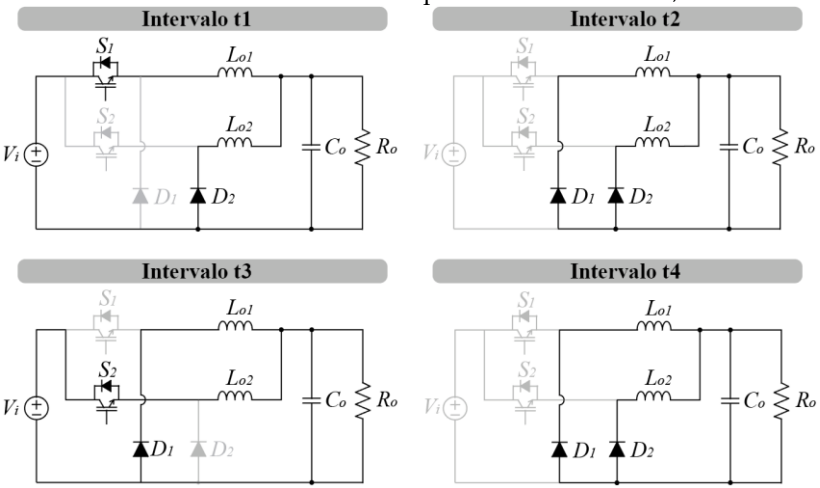
Tabela 3 – Acionamento dos IGBTs para 0 < D < 0,5.

	S1	**S2**
Intervalo t1	ON	OFF
Intervalo t2	OFF	OFF
Intervalo t3	OFF	ON
Intervalo t4	OFF	OFF

Fonte: Autoria própria.

Os circuitos equivalentes para cada intervalo, serão os apresentados na Figura 42 e descritos a seguir.

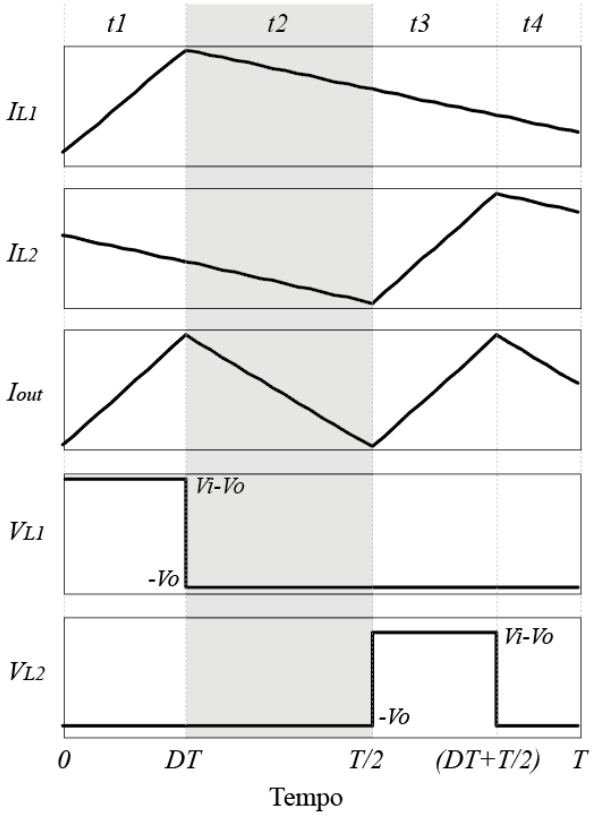
Figura 42 – Circuitos equivalentes dos intervalos de operação do conversor *buck interleaved* operando com 0 < D < 0,5.



Fonte: Autoria própria.

- Intervalo t_1: Neste intervalo a chave S_1 é acionada e a chave S_2 permanece desacionada. O diodo D_1 fica inversamente polarizado, enquanto D_2 é diretamente polarizado, permitindo o armazenamento da energia em L_{O1} e a descarga da energia armazenada no indutor L_{O2}.
- Intervalo t_2 e t_4: Nestes intervalos a chave S_1 é desacionada e a chave S_2 permanece desacionada. Os diodos D_1 e D_2 são diretamente polarizados, permitindo a descarga da energia armazenada em L_{O1} e L_{O2}.
- Intervalo t_3: Neste intervalo a chave S_2 é acionada e a chave S_1 permanece desacionada. O diodo D_2 fica inversamente polarizado, enquanto D_1 é diretamente polarizado, permitindo o armazenamento da energia em L_{O2} e a descarga da energia armazenada no indutor L_{O1}.

Figura 43 – Formas de onda das correntes e tensões sobre os indutores e da corrente de saída para o conversor *buck interleaved* operando com 0 < D < 0,5.



Fonte: Autoria própria.

Já as formas de onda da corrente sobre os indutores, da corrente de saída, bem como a tensão sobre os indutores são ilustradas na Figura 43.

Assim, para encontrar a ondulação da corrente de saída, analisou-se o intervalo t_2, onde a tensão equivale a V_o e Δt é igual a $\left(\frac{T}{2} - DT\right)$, sendo que a indutância equivalente é $\frac{L}{2}$.

Sabe-se que a tensão sobre o indutor é equivalente a equação (4.3).

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{4.3}$$

Aplicando os valores do intervalo t_2 em (4.3) e deduzindo a mesma, encontra-se a equação (4.4) referente a ondulação de corrente de saída do conversor.

$$\Delta_{iout} = \frac{DV_i \cdot \left(\frac{T}{2} - DT \right)}{\frac{L}{2}} \tag{4.4}$$

Parametrizando a ondulação de corrente encontrada, obtém-se a equação (4.5).

$$\overline{\Delta iout} = -2D^2 + D \tag{4.5}$$

Para 0,5 > D > 1, os interruptores serão comutados conforme apresenta a Tabela 4.

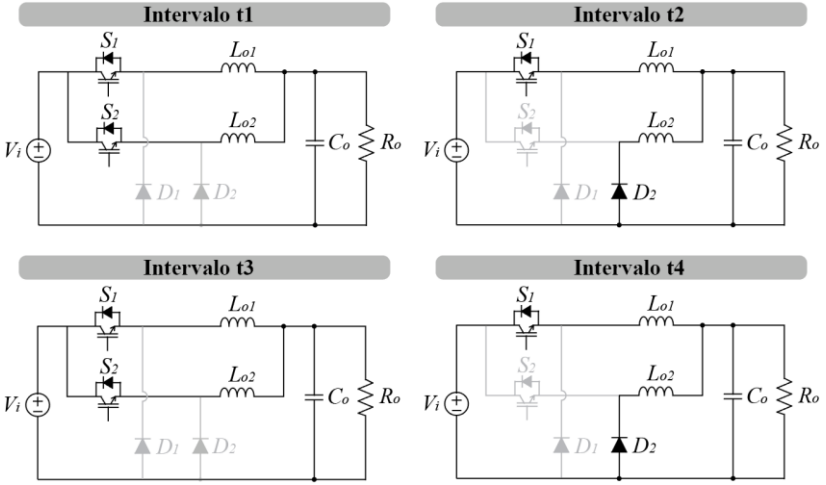
Tabela 4 – Acionamento dos IGBTs para 0,5>D>1.

	S1	**S2**
Intervalo t1	ON	ON
Intervalo t2	ON	OFF
Intervalo t3	ON	ON
Intervalo t4	OFF	ON

Fonte: Autoria própria.

Assim como na análise anterior, os circuitos equivalentes para cada intervalo são apresentados na Figura 44 e descritos em seguida.

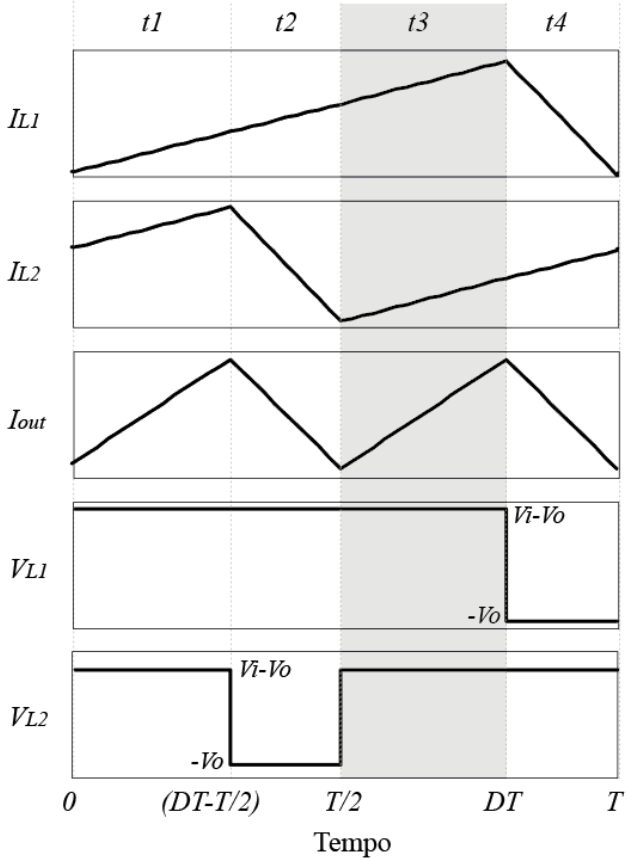
Figura 44 – Circuitos equivalentes dos intervalos de operação do conversor *buck interleaved* operando com 0,5 > D > 1.



Fonte: Autoria própria.

- Intervalo t_1 e t_3: Nestes intervalos os interruptores S_1 e S_2 encontram-se acionadas e os diodos D_1 e D_2 inversamente polarizados, permitindo o armazenamento de energia nos indutores L_{O1} e L_{O2}.
- Intervalo t_2: Neste intervalo a chave S_1 é acionada e a chave S_2 permanece desacionada. O diodo D_1 fica inversamente polarizado, enquanto D_2 é diretamente polarizado, permitindo o armazenamento da energia em L_{O1} e a descarga da energia armazenada no indutor L_{O2}.
- Intervalo t_4: Neste intervalo a chave S_2 é acionada e a chave S_1 permanece desacionada. O diodo D_2 fica inversamente polarizado, enquanto D_1 é diretamente polarizado, permitindo o armazenamento da energia em L_{O2} e a descarga da energia armazenada no indutor L_{O1}.

Figura 45 – Formas de onda das correntes e tensões sobre os indutores e da corrente de saída para o conversor *buck interleaved* operando com 0,5 > D > 1.



Fonte: Autoria própria.

As formas de onda da corrente sobre os indutores, da corrente de saída e da tensão sobre os indutores são mostradas na Figura 45.

Neste caso, para encontrar a ondulação da corrente de saída, o intervalo de tempo analisado foi intervalo t_1, onde a tensão equivale a $\left(V_i - V_o\right)$ e Δt é igual a $\left(DT - \frac{T}{2}\right)$. Assim como

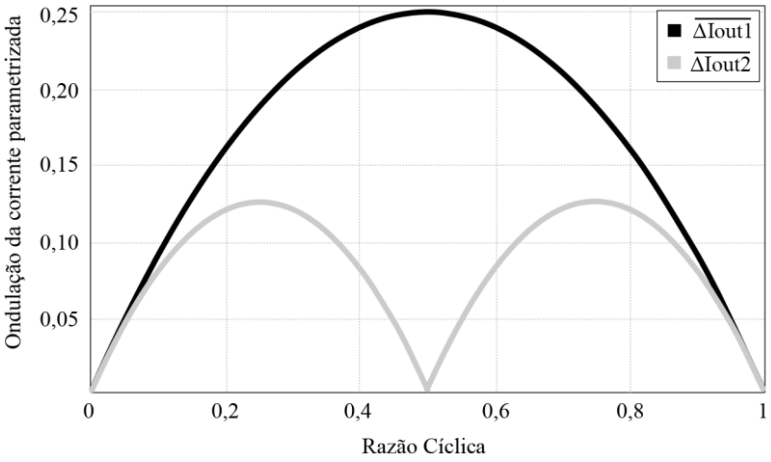
anteriormente, a indutância equivalente é equivalente a $\frac{L}{2}$. Deduzindo as equações e parametrizando a ondulação de corrente, chega-se a equação (4.7).

$$\Delta_{iout} = \frac{(1-D)V_i \cdot \left(DT - \frac{T}{2}\right)}{\frac{L}{2}} \tag{4.6}$$

$$\overline{\Delta iout} = -2D^2 + 3D - 1 \tag{4.7}$$

Plotando as curvas referentes à ondulação da corrente de saída parametrizada em função da razão cíclica (Figura 46), é possível verificar que a ondulação varia da mesma forma para valores de razão cíclica maiores e menores que 0,5, de acordo com o esperado.

Figura 46 – Ondulação da corrente parametrizada em função da razão cíclica.



Fonte: Autoria própria.

A partir do gráfico apresentado, comprova-se que a ondulação da corrente de saída parametrizada será menor quando comparada com um conversor *buck* que não utiliza a técnica *interleaved*. No caso do conversor *buck* com apenas um conversor, a ondulação de corrente seria o dobro se comparada à ondulação de corrente do conversor *buck* com 2 conversores em paralelo.

A partir do gráfico apresentado anteriormente, verifica-se que a máxima ondulação de corrente irá ocorrer quando a razão cíclica for igual a 0,75, ou 0,25. Portanto, utilizando a equação (4.7) com D = 0,75, encontra-se o valor da ondulação máxima de saída em (4.8).

$$\Delta_{iout_\max} = \left(-2D_{\max}^2 + 3D_{\max} - 1\right) = 0{,}125 \tag{4.8}$$

4.2.3 Indutores de saída

A partir da equação referente à ondulação da corrente de saída expressa em (4.6) e da máxima ondulação desta mesma corrente, encontrada em (4.8), é possível determinar a indutância referente aos indutores do conversor *buck interleaved* com a equação (4.9).

$$L_{o1,2} = \frac{\Delta i_{out_\max} \cdot V_{CC}}{f_s \cdot \Delta i_{out}} \tag{4.9}$$

Substituindo (4.8) em (4.9), obtém-se (4.10).

$$L_{o1,2} = \frac{V_{CC}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta i_{out}} \tag{4.10}$$

Uma vez que existem dois conversores em paralelo, a corrente média sobre os indutores será equivalente à metade da corrente de saída, conforme equação (4.11).

$$I_{Lo} = \frac{I_{out}}{2} \tag{4.11}$$

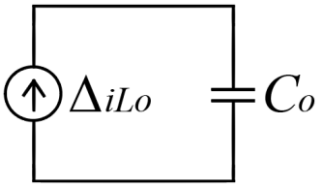
Onde a corrente de saída é expressa pela equação (4.12).

$$I_{out} = \frac{P_{nom}}{V_o} \tag{4.12}$$

4.2.4 Capacitor de saída

O valor da capacitância de saída pode ser encontrado, analisando-se o circuito equivalente apresentado na Figura 47, já que a componente alternada da corrente de saída irá circular pelo capacitor.

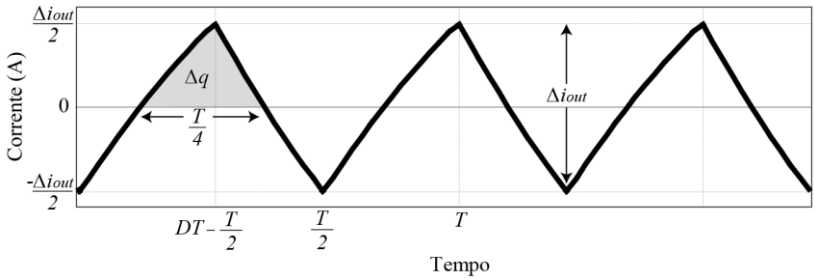
Figura 47 – Circuito equivalente da corrente sobre o capacitor de saída.



Fonte: Autoria própria.

Assim, a forma de onda da corrente máxima sobre o capacitor é representada pela Figura 48.

Figura 48 – Corrente no capacitor de saída.



Fonte: Autoria própria.

A variação de carga no capacitor é representada pela equação (4.13).

$$\Delta q = C_o \cdot \Delta V_{Co} \tag{4.13}$$

Conhecendo a ondulação máxima da corrente sobre o capacitor e sabendo que o conversor *buck interleaved* com dois conversores em paralelo apresenta na saída uma frequência duas vezes maior que a frequência de comutação, é possível obter a equação (4.14).

$$\Delta q = \frac{\frac{T}{4} \cdot \frac{\Delta i_{out}}{2}}{2} \tag{4.14}$$

Substituindo a equação (4.13) na equação (4.14), e realizando alguma simplificações, encontra-se (4.15).

$$C_o = \frac{\Delta i_{out}}{16 \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_{Co}} \tag{4.15}$$

Por fim, substituindo a equação (4.10) na equação (4.15), a equação final para a capacitância do capacitor é representada por (4.16).

$$C_o = \frac{V_{CC}}{128 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_{Co}} \tag{4.16}$$

A partir da figura apresentada, também se encontra a equação da corrente eficaz sobre capacitor. Analisando apenas um período da corrente de saída, que é metade do período de comutação, é possível descrever as equações das duas retas pelas equações presentes em (4.17).

$$\begin{cases} y_{Co1}(t) = \dfrac{2 \cdot \Delta i_{out}}{D \cdot T} \cdot t - \dfrac{\Delta i_{out}}{2} \\ y_{Co2}(t) = \dfrac{2 \cdot \Delta i_{out}}{(D-1) \cdot T} \cdot t - \dfrac{\Delta i_{out}}{2} - \dfrac{\Delta i_{out}}{(D-1)} \end{cases} \quad (4.17)$$

Desse modo, integrando cada equação dentro de seu determinado período de tempo, obtém-se a equação (4.18) que representa a corrente eficaz no capacitor.

$$I_{Co_\max} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \left(\int_0^{\frac{DT}{2}} y_{Co1}(t)^2 dt + \int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{T}{2}} y_{Co2}(t)^2 dt \right)} \quad (4.18)$$

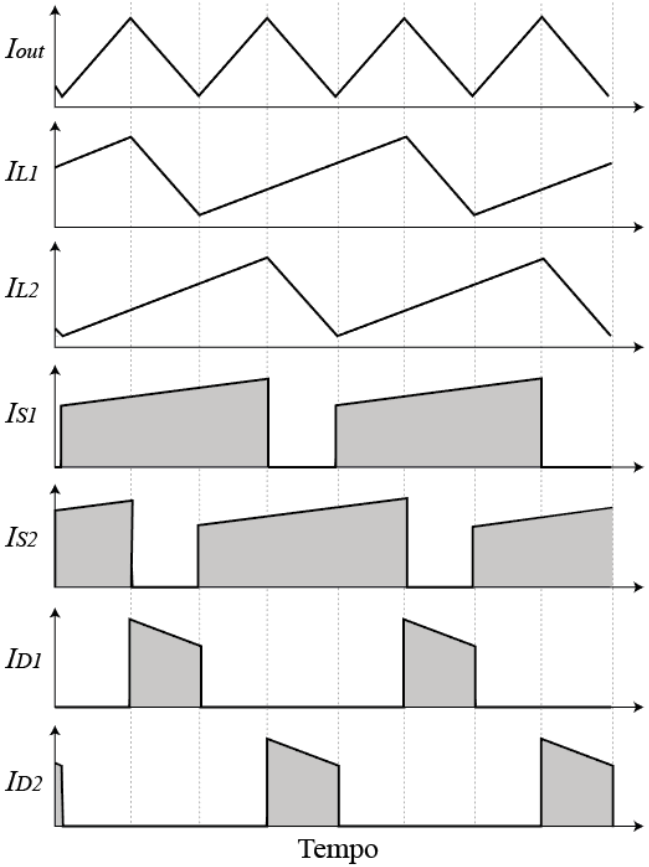
4.2.5 Esforços nos IGBTs e diodos

Neste trabalho, optou-se por utilizar interruptores do tipo IGBT, pois a tensão sobre os mesmos será elevada de, aproximadamente, 1 kV. Além disso, para a frequência de comutação de projeto, 20 kHz, as perdas de comutação não serão muito elevadas.

No conversor *buck* a máxima tensão sobre os IGBTs e sobre os diodos é igual, teoricamente, a tensão de entrada V_i do conversor. Já a corrente média e eficaz que circulará pelos mesmos, irá variar de acordo com a razão cíclica. Na Figura 49, são apresentadas as formas de onda da corrente sobre estes semicondutores.

A partir desta figura, é possível realizar um equacionamento, a fim de representar estas correntes em função da razão cíclica.

Figura 49 – Correntes sobre os indutores, IGBTs e diodos do conversor *buck interleaved* operando com razão cíclica igual a 0,75.



Fonte: Autoria própria.

A corrente média nos IGBTs é definida por meio da equação (4.19).

$$I_{s_med1,2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{0}^{DT} I_{Lo1,2} \cdot dt \tag{4.19}$$

Efetuando a integração, obtém-se a equação (4.20) que representa a corrente média nos IGBTs.

$$I_{s_med1,2} = I_{Lo1,2} \cdot D_{\max} \tag{4.20}$$

A corrente eficaz no IGBT, por sua vez, é definida pela equação (4.21).

$$I_{s_ef1,2} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{0}^{DT} I_{Lo1,2}^{2} \cdot dt} \tag{4.21}$$

Realizando a integração, obtém-se a equação (4.22) que representa a corrente eficaz nos IGBTs.

$$I_{s_ef1,2} = I_{Lo1,2} \cdot \sqrt{D_{\max}} \tag{4.22}$$

Nos diodos, as deduções são semelhantes. A corrente média no diodo é encontrada a partir da equação (4.23).

$$I_{d_med1,2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{DT}^{T} I_{Lo1,2} \cdot dt \tag{4.23}$$

Após a integração, obtém-se a equação (4.24) que define a corrente média sobre o diodo do conversor *buck interleaved*.

$$I_{d_med1,2} = I_{Lo1,2} \cdot \left(1 - D_{\min}\right) \tag{4.24}$$

Da mesma forma, a corrente eficaz no diodo é deduzida. A equação (4.25) define esta corrente.

$$I_{d_ef1,2} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{DT}^{T} I_{Lo1,2}^2 \cdot dt} \tag{4.25}$$

Após a integração, conclui-se que a corrente eficaz sobre o diodo pode ser expressa pela equação (4.26).

$$I_{d_ef1,2} = I_{Lo1,2} \cdot \sqrt{\left(1 - D_{\min}\right)} \tag{4.26}$$

5 DIMENSIONAMENTO DO PROTÓTIPO

Este capítulo descreverá o dimensionamento dos componentes presentes no carregador de baterias projetado e os esforços de tensão e corrente sobre esses componentes.

Conforme apresentado nos capítulos anteriores, o carregador de baterias irá operar impondo uma corrente constante no banco de baterias até que as mesmas fiquem completamente carregadas. Como a potência nominal estabelecida é de 12 kW e a tensão máxima do banco de baterias é de 730,4 V, a corrente de carga será de 16,4 A. Portanto, as especificações necessárias para projeto são as apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Especificações de projeto.

Especificação	Valor
Potência nominal	12 kW
Tensão de fase eficaz	220 V
Tensão de linha eficaz	380 V
Frequência da rede	60 Hz
Tensão do barramento CC	940 Vcc
Tensão de saída de cada ponte retificadora	470 Vcc
Tensão máxima no banco de baterias	730,4 Vcc
Tensão mínima no banco de baterias	475,2 Vcc
Corrente de carga da bateria	16,4 A
Frequência de chaveamento	20 kHZ
Ondulação da tensão de saída	1%
Ondulação da corrente de saída	10%

Fonte: Autoria própria.

5.1 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA CA-CC (RETIFICADOR 12 PULSOS)

5.1.1 Relação de espiras do transformador

Como proposta de projeto, o carregador de baterias conta com um retificador de 12 pulsos em sua entrada, que tem por

finalidade reduzir a taxa de distorção harmônica e também deixar a tensão CC de saída com baixa ondulação. O transformador, presente no lado de baixa frequência do circuito, possuirá entrada ligada em Δ, uma saída (secundário) em Δ e outra em saída (terciário) em Y.

Uma vez que a tensão de carregamento das baterias é de, no máximo, 730,4 V, a tensão de saída do retificador deve ser superior a este valor, visto que o conversor escolhido no projeto foi um conversor *buck*.

Segundo as normas da Agencia Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), a concessionária deve garantir ao consumidor que a frequência e a tensão da rede estejam adequadas, ou seja, dentro de uma faixa valores permitidos (PRODIST – Módulo 8). Os limites de tensão são definidos a partir da Tabela 6.

Tabela 6 – Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1kV (380 V).

Tensão de Atendimento (TA)	**Faixa de Variação da Tensão de Leitura (Volts)**
Adequada	350 ≤ TL ≤ 399
Precária	331 ≤ TL ≤ 350 ou 399 ≤ TL ≤ 403
Crítica	TL < 331 ou TL > 403

Fonte: (ANEEL, 2018).

Conforme é visto, a tensão de 380 V de linha é considerada adequada entre os limites de 350 V e 399 V, ou seja, a tensão de linha esperada na entrada do transformador pode sofrer variações. Levando em consideração que a tensão mínima da rede pode ser de até 350V, que representa uma redução de 7,9% da tensão nominal, admite-se que a tensão de saída do retificador também poderá sofrer esta mesma variação de tensão. Portanto, a definição da tensão de saída do retificador, que é a tensão do barramento CC (V_{CC}) foi feita a partir desta consideração. O valor de V_{CC} nominal foi definido em 940 V, pois mesmo com a tensão mínima permitida pela norma, a tensão de saída do retificador, que é a mesma de entrada do conversor, irá ser, consideravelmente, superior à tensão

de carregamento das baterias, garantindo que o conversor opere em uma zona confortável de comutação, isto é, com razão cíclica não muito próxima do valor unitário.

Com o valor nominal da tensão V_{CC} definido, pode-se afirmar que cada ponte retificadora deverá apresentar em sua saída 470 V. Assim, a partir deste valor de tensão, é possível encontrar o valor nominal da tensão de entrada da ponte retificadora cumprir este requisito e, consequentemente, encontrar a relação de espiras do transformador.

Uma vez que a tensão média de saída de um retificador trifásico com um capacitor suficientemente grande em sua saída é igual à tensão de pico de linha de entrada, faz-se a definição da relação de espiras do transformador. Sabe-se que a tensão de fase da rede é equivalente a 220 V, com o pico em 311 V, e que a tensão de linha é igual a 380 V, com pico em 538 V. Portanto, para que o valor da tensão do barramento CC seja 470 V, é necessário que a tensão de pico de linha apresente este mesmo valor. Logo, encontram-se as relações de espiras do transformador para a ligação Δ/Δ e para a ligação Δ/Y, respectivamente, a partir das equações (5.1) e (5.2).

$$N_{esp\Delta} = \frac{V_{ab_P}}{V_{LP}} = \frac{470}{538} = 0,873 \tag{5.1}$$

$$N_{espY} = \frac{V_{ab_P}}{V_{LP} \cdot \sqrt{3}} = \frac{470}{538 \cdot \sqrt{3}} = 0,504 \tag{5.2}$$

Então, conclui-se que, se as relações de espiras entre os enrolamentos primário e secundário do transformador forem equivalentes as relações encontradas, a tensão de saída de cada ponte retificadora será equivalente a 470 V. Porém, este valor ainda dependerá de outros fatores que serão apresentados a seguir.

5.1.2 Dimensionamento do indutor de entrada

Neste projeto, optou-se por utilizar indutores na parte de baixa frequência, pois conforme visto anteriormente, um retificador com indutância no lado CA, quando comparado a um retificador com indutância no lado CC, apresenta melhores resultados de TDH, apesar de o FP ser um pouco mais baixo. Estes indutores estarão presentes nas fases de entrada, antes das duas pontes retificadoras. Logo, serão necessários 6 indutores de mesma indutância.

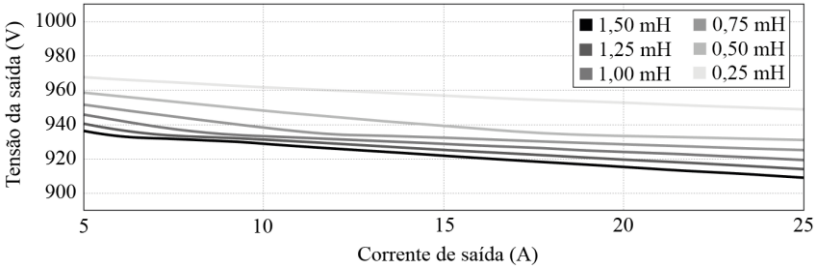
O indutor de entrada causará uma queda de tensão na saída do retificador, sendo que quanto maior sua indutância, maior será a queda de tensão. Porém, este mesmo indutor contribui para reduzir a taxa de distorção harmônica que será inserida na rede pelo carregador. Neste caso, quanto maior o indutor, menor será a taxa de distorção harmônica. A partir destas informações, percebe-se que é necessário encontrar um indutor que atenda os dois requisitos, deixando a taxa de distorção harmônica dentro das normas e a tensão de saída adequada para o projeto.

Então, para escolha do indutor de entrada foram realizadas simulações, no software PSIM, variando a potência do sistema e, em sequência, foram traçadas as curvas da tensão de saída e da taxa de distorção harmônica em relação a corrente de saída do retificador de 12 pulsos para diferentes tamanhos de indutores.

Na Figura 50, foram traçadas as curvas da tensão de saída do retificador em função da corrente de saída. Conforme esperado, a tensão de saída diminui em função do aumento da corrente. Nota-se, também, que quanto maior o valor do indutor, menor é a tensão de saída, já que a queda de tensão sobre o indutor é maior.

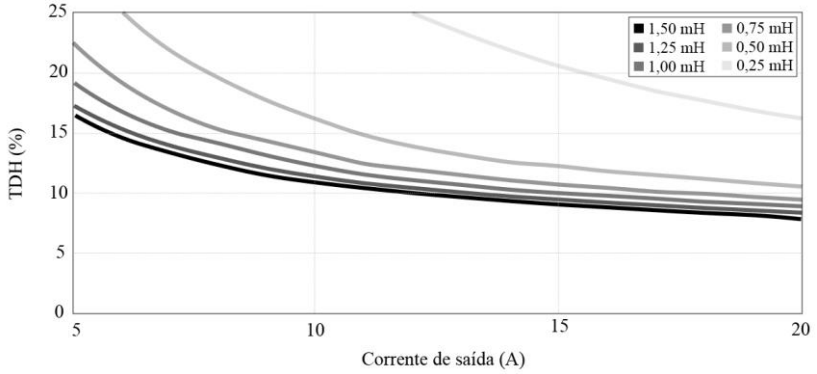
Já na Figura 51, é mostrado o gráfico da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em função da corrente de saída do retificador. Neste, verifica-se que é vantajoso utilizar indutores maiores para redução das harmônicas, sendo que as mesmas vão reduzindo em função do aumento da corrente de saída.

Figura 50 – Tensão de saída do retificador em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha considerando um transformador ideal na entrada.



Fonte: Autoria própria.

Figura 51 – TDH em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha considerando um transformador ideal na entrada.



Fonte: Autoria própria.

Portanto, analisando os dois gráficos, o indutor inicial escolhido para desenvolvimento do protótipo foi de 1mH, já que com o mesmo a tensão do barramento CC é equivalente a 930 V e a TDH de 11%, considerando que o circuito retificador esteja operando com corrente nominal de saída (aproximadamente 12 A).

Vale ressaltar que estas primeiras simulações foram feitas considerando um transformador ideal, ou seja, sem indutâncias de dispersão que contribuem para redução da TDH. Assim, após a definição do indutor, foram realizadas novas simulações. Desta

vez, foram adicionadas as indutâncias e resistências de dispersão do transformador que foram fornecidas pelo fabricante e estão apresentadas na Tabela 7.

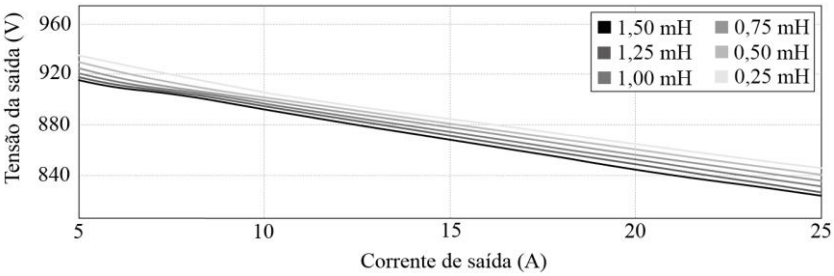
Tabela 7 - Características do transformador fornecidas pelo fabricante.

Característica	Valor
Resistência magnetizante	1733 Ω
Indutância magnetizante	1,512 H
Resistência de dispersão do primário	0,51176 Ω
Indutância de dispersão do primário	545,78 uH
Resistência de dispersão do secundário	0,212650 Ω
Indutância de dispersão do secundário	463,01 uH

Fonte: Autoria própria.

Nestas novas simulações, os valores presentes na Tabela 7 foram inseridos no transformador e os novos gráficos relacionados a tensão de saída e TDH em função da corrente de saída foram criados. Na Figura 52, encontra-se o gráfico que relaciona tensão em função da corrente de saída.

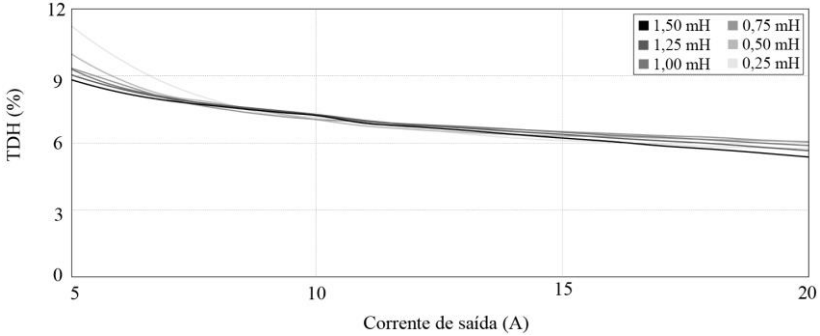
Figura 52 – Tensão de saída do retificador em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha adicionado as indutâncias de dispersão fornecidas pelo fabricante.



Fonte: Autoria própria.

Já na Figura 53, o gráfico que relaciona a TDH em função da corrente de saída pode ser visto.

Figura 53 – TDH em função da corrente de saída para diferentes indutâncias de linha adicionado as indutâncias de dispersão fornecidas pelo fabricante.



Fonte: Autoria própria.

Nota-se que, com a adição da indutância de dispersão do transformador os valores da TDH são reduzidos e, mesmo sem adicionar indutâncias de linha, o retificador apresenta baixas taxas de distorção para correntes de saída superiores a 8 A. Mesmo assim, a opção de utilizar uma indutância de linha equivalente a 1 mH continuou, uma vez que a TDH será, consideravelmente, mais baixa quando o carregador estiver operando com potências menores.

Porém, com esta indutância a tensão de saída teria um valor mais baixo do que o desejado caso o transformador fosse projetado com a relações de espiras encontradas anteriormente, já que esta equação seria válida apenas para um transformador ideal. A partir desta análise, definiu-se que a tensão de linha de saída dos transformadores deveria ser de 370 V, que resultaria em uma tensão de pico de 523 V, modificando os valores das relações de espiras já encontrados. As novas relações de espiras encontradas foram determinadas pelas equações (5.3) e (5.4).

$$N_{esp\Delta} = \frac{V_{ab_secundário}}{V_{ab_primário}} = \frac{370}{380} = 0,973 \tag{5.3}$$

$$N_{espY} = \frac{V_{ab_secundário}}{V_{ab_primário} \cdot \sqrt{3}} = \frac{370}{380 \cdot \sqrt{3}} = 0,528 \quad (5.4)$$

Com os indutores e o transformador projetados presentes no laboratório, deu-se início aos ensaios de curto-circuito e à vazio do transformador, a fim de confirmar os valores informados pelo fabricante no orçamento.

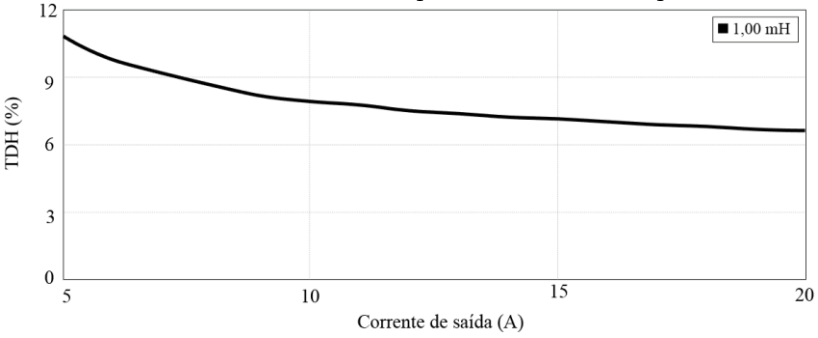
Com os ensaios realizados, a Tabela 8 foi construída com as características reais do transformador adquirido para montagem do protótipo.

Tabela 8 – Características do transformador obtidas a partir de ensaios.

Característica	Valor
Resistência magnetizante	732,4 Ω
Indutância magnetizante	3,045 H
Resistência de dispersão do primário	0,561 Ω
Indutância de dispersão do primário	71,618 uH
Resistência de dispersão do secundário	0,532 Ω
Indutância de dispersão do secundário	68,961 uH

Fonte: Autoria própria.

Figura 54 – TDH em função da corrente de saída para indutância de linha de 1 mH e indutâncias de dispersão obtidas nos experimentos.

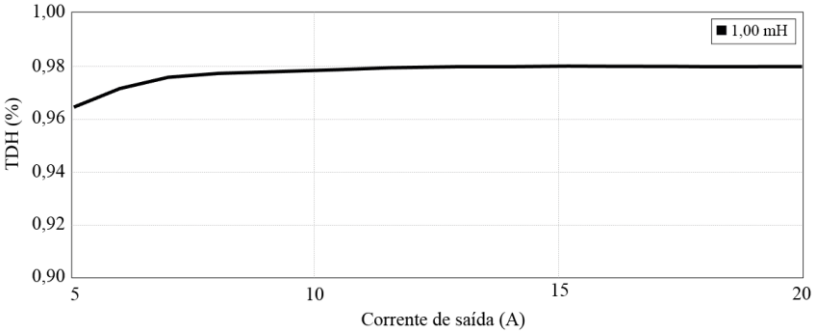


Fonte: Autoria própria.

A partir desta tabela foi possível realizar novas simulações com os valores presentes na mesma, desta vez, com indutâncias de dispersão menores. O resultado referente a TDH da corrente de linha de entrada é mostrado na Figura 54, onde conclui-se que a TDH de entrada será inferior a 8% com o carregador operando na potência nominal, isto é, com corrente de saída do retificador de, aproximadamente, 12,7 A.

A fim de comprovar que o fator de potência também atende as normas regulamentadoras, um gráfico que apresenta o FP em função da corrente de saída é mostrado na Figura 55. Neste gráfico é possível observar que o fator de potência estará de acordo com a norma da ANEEL, até mesmo quando operando com correntes de saída inferiores à nominal.

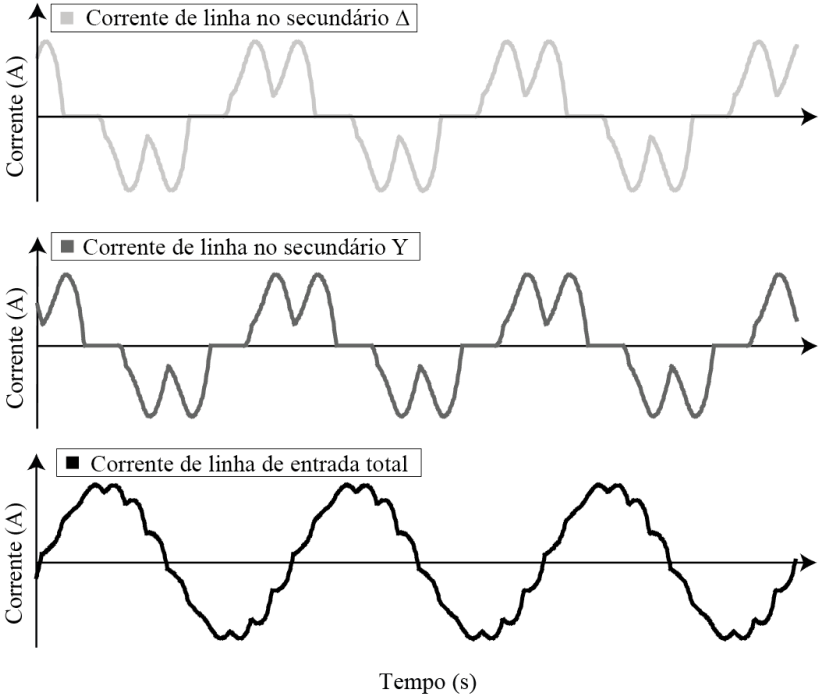
Figura 55 - FP em função da corrente de saída para indutância de linha de 1 mH e indutâncias de dispersão obtidas nos experimentos.



Fonte: Autoria própria.

Finalmente, com a adição dos indutores de linha e das indutâncias e resistências de dispersão do transformador, uma nova simulação foi realizada com a finalidade de observar as características da corrente de entrada do carregador, operando na potência nominal. A Figura 56 ilustra a corrente de linha total de entrada do carregador, bem como as correntes de linha dos secundários do transformador, onde verifica-se a defasagem de 30º entre as mesmas.

Figura 56 – Corrente de entrada do carregador de baterias projetado.



Fonte: Autoria própria.

O fator de potência apresentou um valor elevado, atingindo o valor de 0,978. Já a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada foi baixa, resultando em 7,75%.

A tensão de saída (barramento CC), por sua vez, alcançou o valor desejado equivalente a 940 V, com o retificador operando na potência nominal, de 12 kW. Ressalta-se que esta tensão, conforme visto, poderá variar de acordo com a variação da tensão de entrada e da potência de operação do carregador. Assim, definiu-se, a partir dos estudos realizados, que em condições extremas, a tensão mínima do barramento CC será de 800 V e a máxima de 1080 V.

Com esta configuração final definida, pôde-se também determinar a corrente eficaz máxima sobre os indutores de linha

de entrada a partir das simulações. Logo, a máxima corrente eficaz que circulará por estes indutores será, aproximadamente, 11,1 A.

5.1.3 Dimensionamento do capacitor de barramento e do resistor de pré-carga

Os capacitores do barramento CC devem ter uma capacitância de grandeza suficiente para garantir que a tensão apresente baixa ondulação. Como o dimensionamento analítico é de complexidade elevada, optou-se dimensiona-lo por simulações, onde foi possível verificar que um capacitor de 1,1 mF em cada saída do retificador de 6 pulsos era suficiente para atender à necessidade de projeto. Logo, foram utilizados 4 capacitores eletrolíticos de 2,2 mF, sendo que cada par foi conectado em série na saída de cada retificador de 6 pulsos, totalizando 1,1 mF.

Os capacitores, quando estão descarregados, comportam-se como curtos-circuitos, fazendo com que a corrente de partida do circuito seja muito elevada quando o carregador é energizado. Neste caso, como a carga inicial do capacitor é muito rápida, é necessária uma corrente de valor muito elevado para que o capacitor atinja a tensão desejada. Assim, até que esta tensão estabilize a corrente será elevada e indesejada, podendo causar danos ao capacitor.

Desta forma, para limitar a corrente de partida, utiliza-se uma resistência de pré-carga, a fim de limitar o valor de pico da corrente de carga do capacitor. Depois que o capacitor estiver carregado, a resistência deve ser curto-circuitada, para não causar perdas desnecessárias e não comprometer a eficiência do carregador de baterias.

O valor da resistência do resistor de pré-carga foi também definido a partir de simulações, onde constatou-se que os resistores no lado CA, antes da entrada do transformador, seriam adequados com uma resistência de 3,3 Ω.

5.2 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA CC-CC (CONVESOR *BUCK INTERLEAVED*)

Conforme apresentado anteriormente, optou-se pela escolha de um conversor *buck* com a técnica *interleaving* para o estágio CC-CC do carregador de baterias, a fim de reduzir a ondulação da corrente de saída e também os esforços nos componentes.

Conhecendo a tensão mínima (475,2 V) e a tensão máxima (730,4 V) sobre o banco de baterias, assim como as tensões mínima (800 V) e máxima (1080 V) de entrada do conversor, pode-se afirmar que a razão cíclica do conversor vai variar entre 0,44 e 0,913, conforme apresentam as equações (5.5) e (5.6) a seguir.

$$D_{\min} = \frac{V_{o_\min}}{V_{cc_\max}} = 0,44 \tag{5.5}$$

$$D_{\max} = \frac{V_{o_\max}}{V_{cc_\min}} = 0,913 \tag{5.6}$$

5.2.1 Indutor de saída

Sabendo que a carga das baterias deve ser feita com corrente constante e conhecendo o valor de potência máxima do carregador, é possível afirmar que a potência máxima será obtida quando a tensão da bateria for máxima. Desta forma, a corrente máxima pode ser encontrada através da equação (5.7).

$$I_{out} = \frac{P_{nom}}{V_{o_\max}} = 16,43A \tag{5.7}$$

Com as especificações de projeto definidas e com os valores de corrente máxima de saída e da ondulação máxima da corrente de saída parametrizada encontrados, chega-se ao valor da

indutância do conversor através da equação (5.8), que já foi apresentada no capítulo anterior.

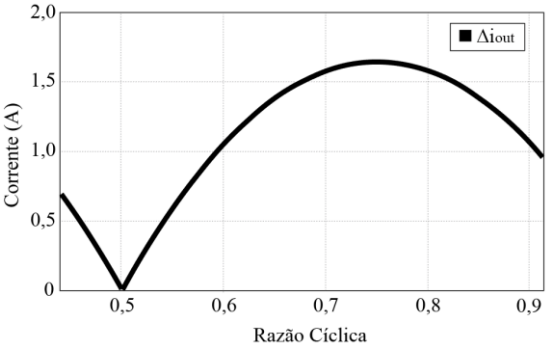
$$L_{o1,2} = \frac{\Delta i_{out_\max} \cdot V_{cc}}{f_s \cdot I_{out} \cdot \Delta i_{out}} = 3,58mH \tag{5.8}$$

Agora, com o valor da indutância encontrado, é possível traçar a curva da ondulação da corrente de saída em função da razão cíclica. A equação (5.9) define esta curva

$$\Delta_{iout_\max} = \frac{\left(-2D_{\max}^2 + 3D_{\max} - 1\right) \cdot V_{cc}}{f_s \cdot L_o} \tag{5.9}$$

O gráfico presente na Figura 57 traça a equação anterior em função da razão cíclica. Nota-se que para uma razão cíclica de 0,75 a ondulação é máxima, equivalente a 1,64 A, ou seja, 10% da corrente nominal, de acordo com a especificação de projeto. Outro detalhe importante visto no gráfico é a anulação da ondulação da corrente de saída quando a razão cíclica é igual a 0,5.

Figura 57 – Ondulação da corrente de saída em função da razão cíclica.



Fonte: Autoria própria.

Com o valor da corrente de saída e o valor de ondulação máxima, encontra-se o valor de corrente de pico de saída aplicando a equação (5.10).

$$I_p = \frac{\Delta i_{out}}{2} + I_{out} = 17,2A \tag{5.10}$$

Já a corrente média teórica em cada indutor será, simplesmente, a metade da corrente de saída, como mostrado na equação (5.11), já que existem apenas dois conversores em paralelo.

$$I_L = \frac{I_{out}}{N_{\text{int}}} = 8,2A \tag{5.11}$$

5.2.2 Capacitor de saída

O equacionamento para definição da capacitância do capacitor foi realizado no capítulo anterior. Portanto, para encontrar o valor da mesma, aplicou-se a equação (5.12).

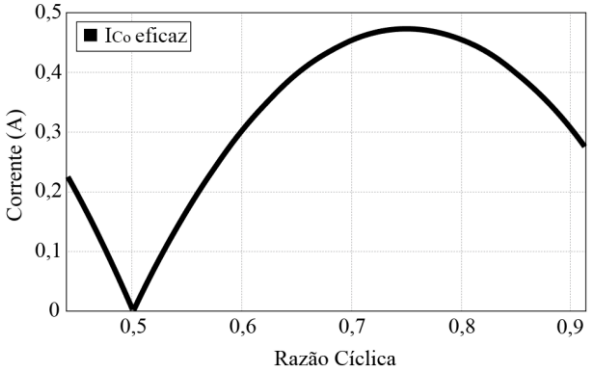
$$C_o = \frac{V_{CC}}{128 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_{Co}} = 703\eta F \tag{5.12}$$

Já a corrente eficaz máxima sobre este capacitor é obtida com a equação (5.13).

$$I_{Co_\max} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \left(\int_0^{\frac{DT}{2}} y_{Co1}(t)^2 dt + \int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{T}{2}} y_{Co2}(t)^2 dt \right)} = 0,474A \tag{5.13}$$

Um gráfico que define os valores da corrente eficaz em função da razão cíclica é mostrado na Figura 58, onde a máxima corrente eficaz no capacitor ocorre com a razão cíclica em 0,75.

Figura 58 – Corrente eficaz no capacitor de saída em função da razão cíclica.



Fonte: Autoria própria.

5.2.3 Esforços de tensão e corrente nos IGBTs

Para escolha dos IGBTs que atendam às necessidades do projeto, é fundamental conhecer os valores da corrente média e da corrente eficaz máximas que irão circular pelos mesmos. Estas, podem ser encontradas aplicando-se as seguintes equações (5.14) e (5.15), respectivamente.

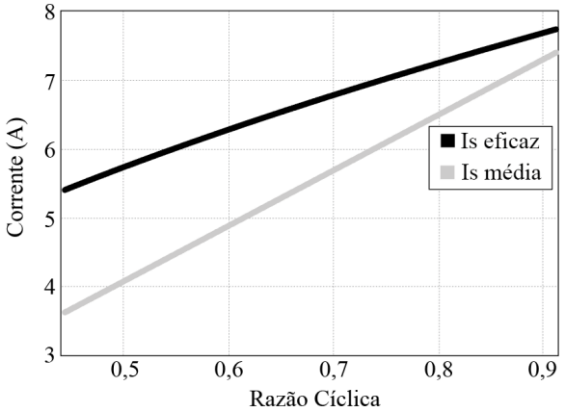
$$I_{s_med1,2} = I_{Lo1,2} \cdot D_{\max} = 7,5A \tag{5.14}$$

$$I_{s_ef1,2} = I_{Lo1,2} \cdot \sqrt{D_{\max}} = 7,85A \tag{5.15}$$

A corrente que circula pelo IGBT é máxima quando a razão cíclica é máxima, uma vez que a corrente será variável de acordo com a razão cíclica. Para facilitar a visualização, foram traçadas as curvas das correntes média e eficaz sobre o IGBT, dentro dos valores mínimo e máximo de razão cíclica que o carregador irá

operar. Na Figura 59 é possível verificar o aumento das correntes em função da razão cíclica.

Figura 59 – Correntes eficaz e média sobre o IGBT em função da razão cíclica.



Fonte: Autoria própria.

Conforme visto, a máxima tensão sobre o IGBT em um conversor *buck* é igual à tensão de entrada e, para o projeto, foi definido que a tensão do barramento CC poderia atingir 1080 V. Este valor é importante, pois define a tensão máxima sobre o IGBT. Para o projeto foi escolhido um IGBT que suporta uma tensão de até 1700V.

5.2.4 Esforços de tensão e corrente nos diodos

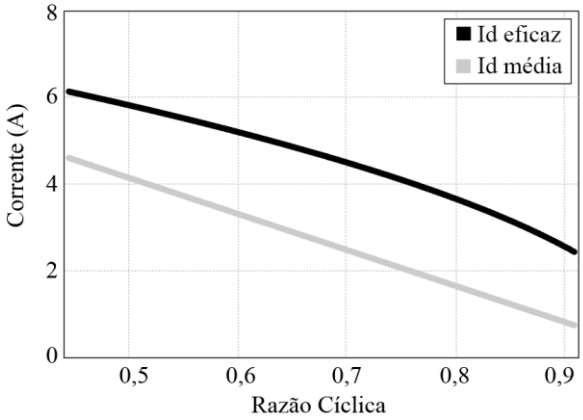
Assim como para os IGBTs, também é necessário saber os valores das correntes que circulam pelos diodos, já que a escolha destes componentes é dependente desses valores. As correntes média e eficaz no diodo podem ser obtidas com as equações (5.16) e (5.17), respectivamente.

$$I_{d_med1,2} = I_{Lo1,2} \cdot \left(1 - D_{\min}\right) = 4,6A \tag{5.16}$$

$$I_{d_ef1,2} = I_{Lo1,2} \cdot \sqrt{(1 - D_{\min})} = 6,1A \quad (5.17)$$

As correntes média e eficaz sobre o diodo também irão variar de acordo com a razão cíclica. Porém, diferentemente dos IGBTs, o valor da corrente será máximo quando a razão cíclica estiver em seu valor mínimo. Na Figura 60, verifica-se a variação da corrente com relação a variação da razão cíclica.

Figura 60 – Correntes eficaz e média sobre o diodo em função da razão cíclica.



Fonte: Autoria própria.

A tensão máxima sobre o diodo é a mesma que a do IGBT, isto é, 1080 V. Com isso, foi selecionado para o protótipo um diodo que suporta uma tensão de até 1800 V.

5.3 SIMULAÇÕES EM MALHA ABERTA

Com a finalidade de validar o projeto do carregador de baterias, algumas simulações do conversor foram realizadas. Com o conversor operando em malha aberta com as especificações da Tabela 9, diferentes razões cíclicas foram impostas nos interruptores e as formas de onda de corrente e tensão foram analisadas.

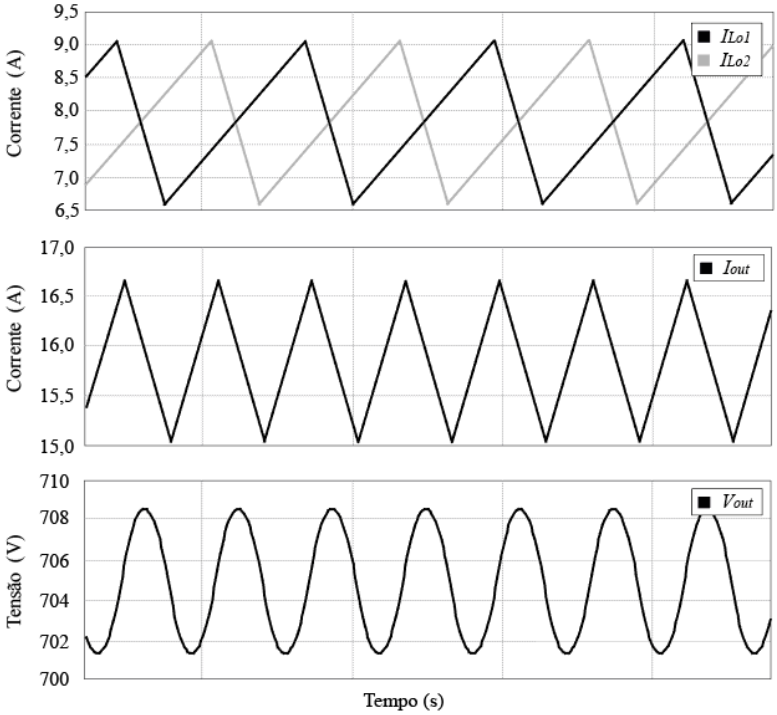
Tabela 9 – Especificações utilizadas para simulação

Especificação	Valor
Tensão de entrada	940 V
Resistência da carga	44,457 Ω
Indutores de saída	3,58 mH
Capacitor de saída	703 nF

Obs: Não foram adicionadas não idealidades aos componentes

A princípio, com razão cíclica igual a 0,75, espera-se que a ondulação na corrente de saída seja máxima, ou seja, 10% do valor nominal. Da mesma maneira, a ondulação na tensão de saída também terá seu valor máximo neste ponto de operação, isto é, 1% do valor nominal. Ambas as ondulações, que foram retiradas da simulação, são mostradas na Figura 61.

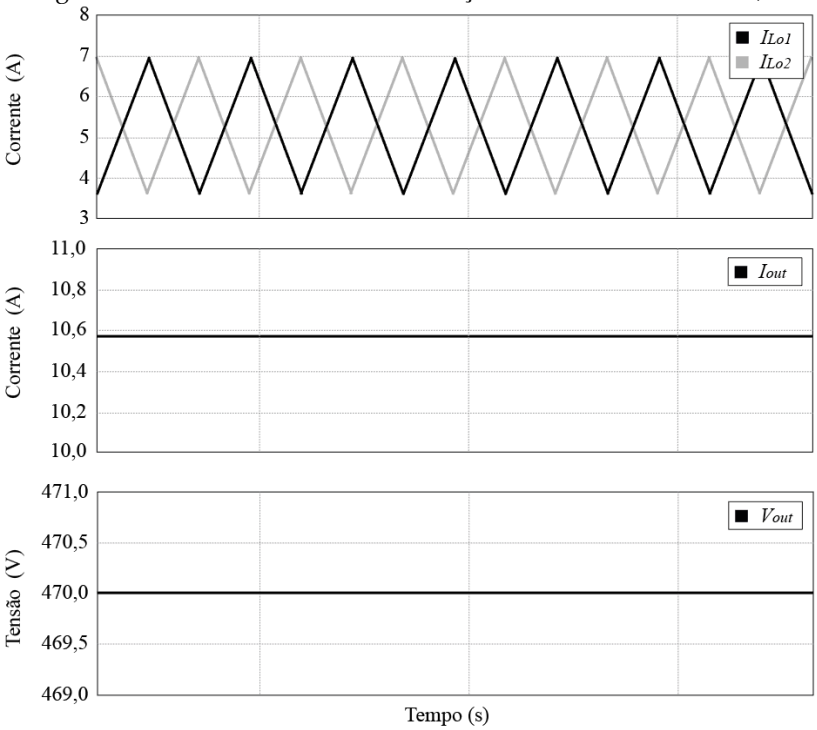
Figura 61 – Formas de onda da simulação do conversor com D=0,75.



Fonte: Autoria própria.

Na simulação com razão cíclica de 0,5, as ondulações da corrente e tensão de saída devem ser anuladas, devido a característica do conversor *buck interleaved* com dois conversores em paralelo. As formas de onda presentes na Figura 62, mostram o resultado da simulação que comprova a afirmação anterior.

Figura 62 – Formas de onda da simulação do conversor com D=0,5.



Fonte: Autoria própria.

A fim de validar todos os cálculos de projeto, a Tabela 10 foi elaborada. Nela, verifica-se que o erro apresentado entre os valores calculados e valores obtidos nas simulações são pequenos, validando o projeto mostrado no decorrer deste capítulo.

Por fim, com a validação do projeto realizada, os principais componentes foram definidos para construção do protótipo. Os mesmos, estão descritos na Tabela 11, sendo que os cálculos

térmicos referentes aos semicondutores escolhidos estão presentes nos apêndices deste trabalho. Ressalta-se que os valores dos componentes passivos apresentados nesta tabela, serão os valores aplicados para modelagem do carregador que será descrita no próximo capítulo.

Tabela 10 – Comparação dos resultados calculados com os simulados

Variável	Valor calculado	Valor simulado	Erro (%)
Δi_{out}	1,624 A	1,632 A	0,493
ΔV_{Co}	7,304 V	7,253 V	-0,698
$I_{d_med1,2}$	1,832 A	1,823 A	-0,491
$I_{d_ef1,2}$	3,879 A	3,881 A	0,052
$I_{s_med1,2}$	6,383 A	6,392 A	0,141
$I_{s_ef1,2}$	7,241 A	7,270 A	0,400
I_{Co_ef}	0,474 A	0,470 A	-0,844

Fonte: Autoria própria.

Tabela 11 – Especificações dos principais componentes utilizados no projeto.

Componente	Especificação utilizada para projeto
Indutor de linha	1,0 mH
Indutor de saída	3,6 mH
Capacitor do barramento CC	2200 uF
Capacitor de saída	1 uF
IGBT	1700 V / 10 A
Diodo	1800 V / 40 A

Fonte: Autoria própria.

Os diodos e IGBTs escolhidos foram de tensão elevada, pois, conforme citado, a tensão sobre os mesmos será de, aproximadamente, 1 kV. Logo, é necessário garantir que estes suportem uma tensão mais elevada, devido aos picos de tensão que ocorrem na comutação.

6 MODELAGEM ORIENTADA AO PROJETO DOS CONTROLADORES DO CARREGADOR DE BATERIAS

Este capítulo é dedicado a apresentar o desenvolvimento matemático dos modelos para o controle da corrente e da tensão de saída do conversor proposto.

Para projetar um conversor estático é necessário conhecer os modelos de planta do conversor, isto porque, para a utilização de um conversor estático, as variáveis como tensão e/ou corrente devem ser controladas. Os modelos de plantas são obtidos através de funções de transferência que relacionam a corrente e/ou a tensão de saída ou entrada em função da razão cíclica e, também, a tensão em função da corrente, caso seja utilizado um controle em cascata, por exemplo.

Existem diversas técnicas que podem ser aplicadas para a obtenção de modelos lineares que representam os circuitos não lineares, tal como é o caso dos conversores estáticos. A topologia estudada possui dois interruptores controlados (IGBTs) e outros dois não-controlados (diodos) associados a elementos lineares invariantes no tempo. O objetivo, neste capítulo, é desenvolver um modelo linear para estes interruptores, válido em torno do ponto de operação, já que o projeto adequado do controlador necessita do conhecimento do modelo matemático do comportamento do conversor frente às pequenas perturbações.

Com o projeto adequado do controlador, as malhas de controle devem garantir uma precisão no ajuste da variável de saída (tensão ou corrente) e fazer uma rápida correção dos eventuais desvios provenientes de transitórios na alimentação ou na carga.

6.1 MODELAGEM MATEMÁTICA ORIENTADA AO PROJETO DE CONTROLE

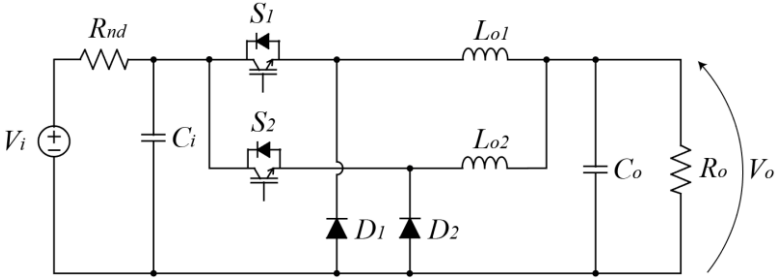
Inicialmente, é importante destacar que a modelagem do carregador proposto foi realizada considerando uma resistência na

saída (carga), uma vez que, no laboratório, os experimentos serão feitos com cargas resistivas, pois as baterias ainda não possuem um BMS que garanta a segurança durante o processo de carga das mesmas. Dessa forma, o valor da resistência de saída (R_o) pode ser encontrado com a aplicação da equação (6.1).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_{nom}} = \frac{730,4^2}{12000} = 44,457\Omega \tag{6.1}$$

Em sequência, a partir do circuito proposto para o carregador de baterias, um circuito equivalente foi obtido para simplificação das análises. Inicialmente, a tensão V_i foi definida como sendo a tensão de saída do retificador; a resistência R_{nd}, a resistência não dissipativa que representa a queda de tensão causada pela indutância de entrada (indutores, transformador e indutâncias de linha); o capacitor C_i , o capacitor equivalente à associação dos dois capacitores de entrada. O valor desta resistência R_{nd} foi extraído através do gráfico $\frac{\Delta V}{\Delta I}$, obtido na simulação do circuito completo e, a mesma, é equivalente a, aproximadamente, 4,5 Ω. Assim, o circuito equivalente do carregador foi representado conforme mostra a Figura 63.

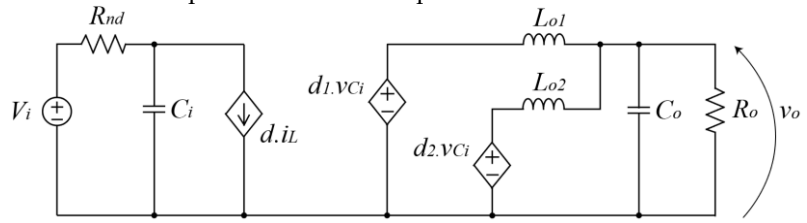
Figura 63 – Circuito equivalente do carregador de baterias.



Fonte: Autoria própria.

Em seguida, utilizando os valores médios quase instantâneos de corrente sobre os interruptores e de tensão sobre os diodos, foi possível representar o circuito equivalente do carregador de uma nova forma. Nesta, os interruptores foram substituídos por uma fonte de corrente dependente da razão cíclica das mesmas e também da corrente de saída. Já os diodos foram substituídos por fontes de tensão dependentes da tensão sobre o capacitor de entrada e também da razão cíclica dos interruptores. O novo circuito é representado na Figura 64.

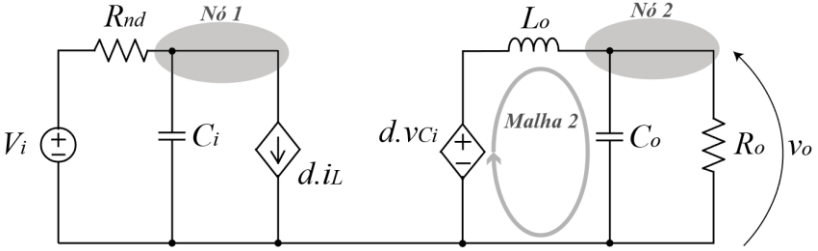
Figura 64 – Circuito equivalente do carregador de baterias representado por valores médios quase instantâneos.



Fonte: Autoria própria.

Finalmente, sabendo que as razões cíclicas de ambos os interruptores são as mesmas, um novo circuito equivalente foi desenhado na Figura 65. Este, então, é o circuito equivalente de todo o carregador de bateria que será utilizado para obtenção das plantas de corrente e tensão que representam o modelo matemático do mesmo.

Figura 65 – Circuito equivalente simplificado do carregador de baterias representado por valores médios quase instantâneos.



Fonte: Autoria própria.

A partir deste último circuito equivalente, deu-se início aos cálculos, com objetivo de encontrar as plantas que representam matematicamente o sistema estudado. Ressalta-se, aqui, que o valor de L_o é equivalente a associação em paralelo dos indutores de saída o primeiro circuito, ou seja, $\frac{\left(L_{o1}+L_{o2}\right)}{2}$.

6.1.1 Planta de corrente

Para obtenção da função de transferência equivalente à planta de corrente do conversor é necessária a aplicação da transformada de Laplace.

Primeiramente, considerando que pequenas perturbações em torno de um ponto de operação específico do conversor irão causar pequenas perturbações nas tensões e correntes sobre o mesmo, as equações presentes na equação (6.2) são definidas.

$$\begin{cases} v_{Ci} = V_{Ci} + \tilde{v}_{Ci} \\ i_{Lo} = I_{Lo} + \tilde{i}_{Lo} \\ v_o = V_o + \tilde{v}_o \\ d = D + \tilde{d} \end{cases} \tag{6.2}$$

Efetuando uma análise do "nó 1" circuito apresentado na Figura 65 é possível obter a equação (6.3) e, a partir da mesma, encontrar a equação (6.4).

$$v_{Ci} = V_i - V_{Rnd} \tag{6.3}$$

$$v_{Ci} = V_i - (d \cdot i_L + i_{Ci}) \cdot R_{nd} \tag{6.4}$$

Substituindo (6.2) em (6.4), encontra-se a equação (6.5).

$$V_{Ci} + \tilde{v}_{Ci} = V_i - (D\tilde{i}_{Lo} + \tilde{d}I_{Lo} + C_i \frac{dV_{Ci}}{dt} + C_i \frac{d\tilde{v}_{Ci}}{dt}) \cdot R_{nd} \quad (6.5)$$

Analisando apenas os pequenos sinais, ou seja, os termos com perturbação e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a equação (6.6) que após simplificada resulta na equação (6.7).

$$\tilde{v}_{Ci} = -(D\tilde{i}_{Lo} + \tilde{d}I_{Lo} + C_i\tilde{v}_{Ci}s) \cdot R_{nd} \quad (6.6)$$

$$\tilde{v}_{Ci} = \frac{-DR_{nd}\tilde{i}_{Lo} - I_{Lo}R_{nd}\tilde{d}}{(1 + C_iR_{nd}s)} \quad (6.7)$$

Com a equação (6.7) encontrada, ainda não foi possível realizar a relação da corrente com a razão cíclica. Assim, fazendo uma nova análise do circuito, pode-se encontrar outra equação em função das mesmas variáveis.

A partir da "malha 2", a equação (6.8) é obtida.

$$-d \cdot v_{Ci} + L_o \frac{di_{Lo}}{dt} + v_o = 0 \quad (6.8)$$

Inserindo (6.2) em (6.8), encontra-se a equação (6.9).

$$\tilde{d}V_{Ci} + \tilde{v}_{Ci}D = L_o \frac{d\tilde{i}_{Lo}}{dt} + \tilde{v}_o \quad (6.9)$$

Aplicando a transformada de Laplace e considerando que a tensão de saída é constante, pois a malha de corrente é muito mais rápida que as variações que podem ocorrer na tensão de saída, encontra-se a equação (6.11).

$$\tilde{d}V_{Ci} + \tilde{v}_{Ci}D = \tilde{i}_{Lo}L_o s \quad (6.10)$$

$$\tilde{v}_{Ci} = \frac{\tilde{i}_{Lo} L_o s - \tilde{d} V_{Ci}}{D} \tag{6.11}$$

Igualando as equações (6.7) e (6.11), chega-se, finalmente, ao modelo matemático que representa a planta referente à corrente de saída em função da razão cíclica do carregador.

$$G_{i1}(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{(C_i R_{nd} V_{Ci})s + (V_{Ci} - D I_{Lo} R_{nd})}{(C_i L_o R_{nd})s^2 + (L_o)s + (D^2 R_{nd})} \tag{6.12}$$

$$G_{i1}(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{4,601s + 883,4}{8,811 \cdot 10^{-6} s^2 + 1,8 \cdot 10^{-3} s + 2,68} \tag{6.13}$$

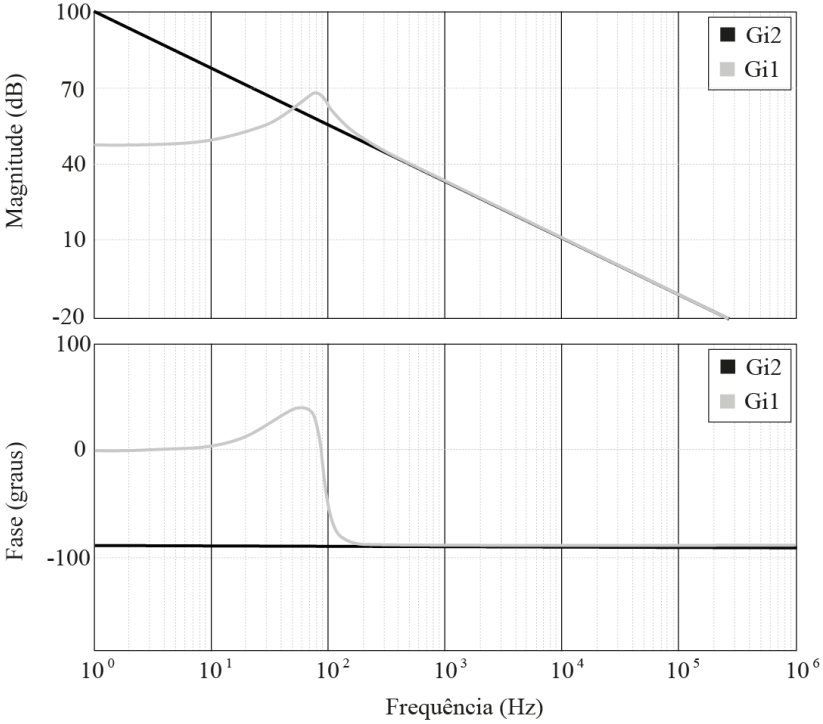
Conforme esperado, com um capacitor de capacitância elevada na entrada, a modelagem poderia ser realizada com uma fonte de tensão constante V_{CC} , sem a presença da resistência R_{nd} e do capacitor C_i, e a planta obtida seria a mesma quando analisada para frequências elevadas. Para confirmação desta afirmação, um diagrama de Bode é mostrado na Figura 66 trazendo a planta encontrada na equação (6.12) e também a planta de um conversor *buck* sem capacitor de entrada, conforme (6.14).

$$G_{i2}(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{V_i}{(L_o)s} \tag{6.14}$$

No diagrama, é possível perceber que a partir da frequência de 200 Hz as duas plantas são equivalentes e, desta forma, a fim de facilitar o projeto do controlador, a planta definida na equação (6.15) será utilizada para o projeto do controlador.

$$G_{i2}(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{940}{1,8 \cdot 10^{-3} s} \tag{6.15}$$

Figura 66 – Diagrama de Bode das plantas de corrente encontradas.



Fonte: Autoria própria

6.1.2 Planta de tensão

A planta de tensão, assim como a de corrente, pode ser obtida com a análise do "nó 2" do circuito representado na Figura 65. Logo, definiu-se a equação (6.16).

$$i_{Lo} = i_{Co} + i_{Ro} \tag{6.16}$$

Conhecendo as correntes, aplicou-se Laplace e as simplificações foram feitas, encontrando-se a equação (6.18).

$$\frac{\tilde{d}V_{Ci} + \tilde{v}_{Ci}D - \tilde{v}_o}{L_o s} = C_o \tilde{v}_o s + \frac{\tilde{v}_o}{R_o} \tag{6.17}$$

$$\tilde{d}V_{Ci} + \tilde{v}_{Ci}D = L_o C_o \tilde{v}_o s^2 + \frac{L_o \tilde{v}_o s}{R_o} + \tilde{v}_o \tag{6.18}$$

Considerando a tensão de entrada constante, a planta de tensão foi encontrada, sendo representada pela equação (6.19) e com seus valores presentes na equação (6.20).

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{V_{Ci}}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o s}{R_o} + 1} \tag{6.19}$$

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{940}{1{,}8 \cdot 10^{-9} s^2 + 40{,}489 \cdot 10^{-6} s + 1} \tag{6.20}$$

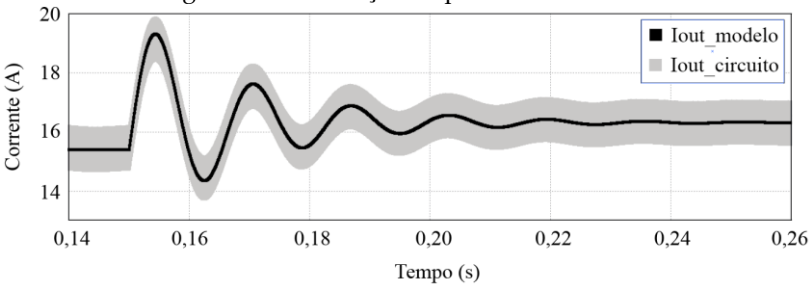
Destaca-se que esta planta foi utilizada para o projeto do controlador (apêndice H) que será descrito posteriormente. O mesmo foi utilizado para validação dos controladores e também nos experimentos em laboratório. Porém, é importante que o projeto seja realizado considerando um valor muito grande para R_o, considerando que o conversor esteja operando a vazio. Esta seria a pior situação, pois haverá pouco amortecimento e o pico de ressonância em uma determinada frequência será elevado, comprometendo a estabilidade do conversor. Portanto, um novo controlador, presente no apêndice I, foi projetado, sendo que a resistência de saída foi considerada 100 vezes superior ao valor de R_o. Neste projeto, a frequência de corte escolhida para o controlador teve que ser bem inferior, quando comparada a frequência do projeto inicial, para garantir a estabilidade do sistema.

6.2 VALIDAÇÃO DAS PLANTAS

Com a obtenção dos modelos matemáticos, os mesmos puderam ser validados com o auxílio do software PSIM. Para isso, foram aplicadas perturbações, em torno de um ponto de operação, no circuito do carregador de baterias e nos modelos matemáticos encontrados.

A Figura 67, apresenta a validação da planta de corrente $G_{i2}(s)$ de saída encontrada. Verifica-se que a corrente do modelo acompanha a corrente de saída do circuito após uma pequena perturbação na razão cíclica.

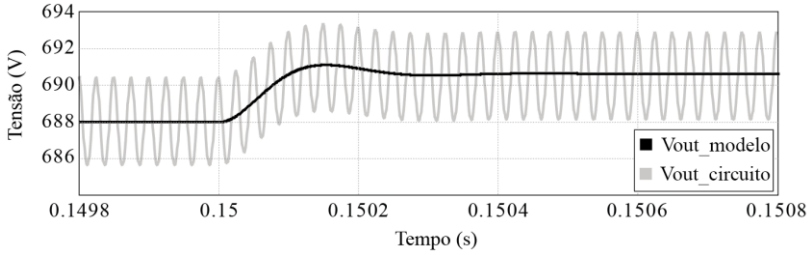
Figura 67 – Validação da planta de corrente.



Fonte: Autoria própria.

A planta da tensão de saída também foi validada. Observa-se, na Figura 68, que a tensão de saída da planta encontrada possui a mesma forma da tensão da saída do circuito elétrico quando sua razão cíclica sofre uma pequena perturbação.

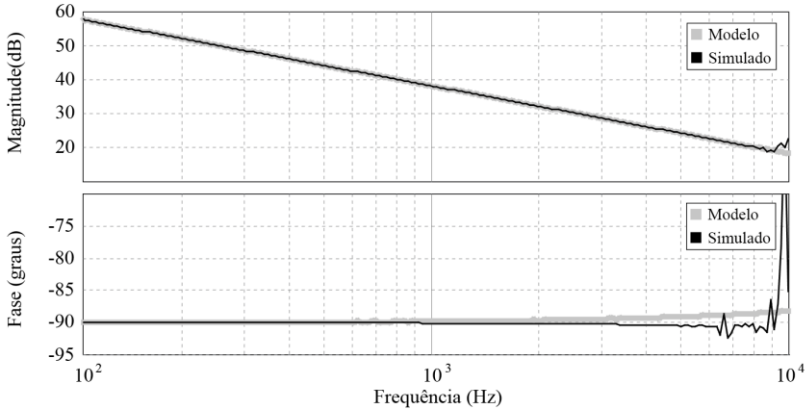
Figura 68 – Validação da planta de tensão.



Fonte: Autoria própria.

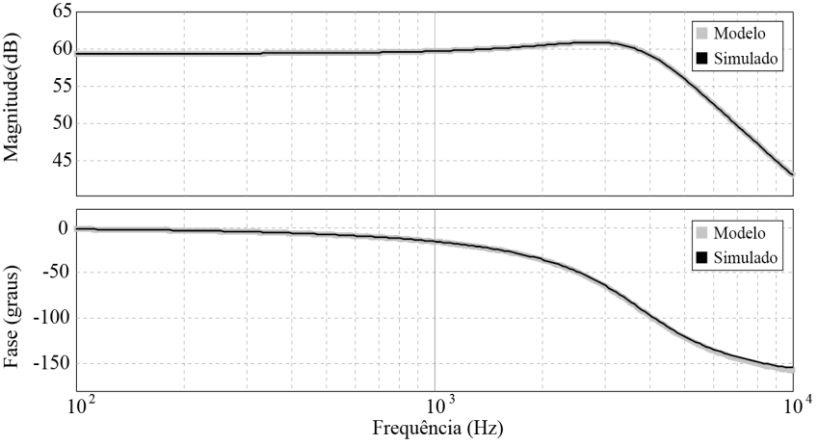
Posteriormente, uma outra validação das plantas também foi realizada a partir da análise da resposta em frequência de cada uma das saídas com o uso do *AC Sweep*. Para isso, aplicou-se uma perturbação senoidal na razão cíclica com amplitude variando de 1% a 10% em relação a mesma e frequência variando de 100 Hz a 10000 Hz.

Figura 69 – Diagrama de bode da planta de corrente $G_{i1}(s)$e do conversor *buck interleaved* simulado.



Fonte: Autoria própria.

Figura 70 – Diagrama de bode da planta de tensão e do conversor *buck interleaved* simulado.



Fonte: Autoria própria.

Esta razão cíclica com perturbação senoidal foi introduzida ao circuito do conversor *buck interleaved* e também ao modelo matemático da planta de tensão e de corrente. Os resultados podem ser vistos na Figura 70 e na Figura 69, onde as duas respostas são iguais, fato que valida o modelo matemático obtido.

6.3 CONTROLE DO CONVERSOR

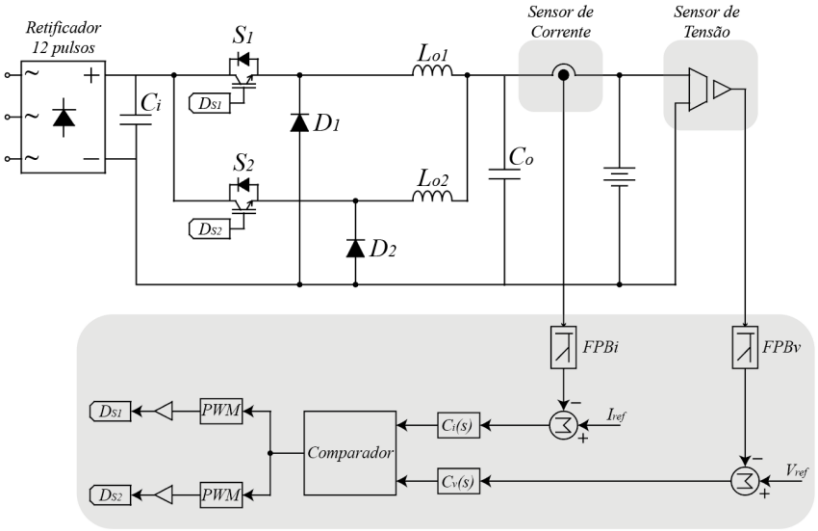
O controle do carregador de baterias tem como objetivo controlar a tensão e a corrente de carga das baterias, ou seja, a tensão e a corrente de saída do conversor CC-CC. Como as duas grandezas não podem ser controladas simultaneamente, uma vez que uma é dependente da outra, optou-se, neste trabalho, utilizar o controle em paralelo da corrente e da tensão. Assim, inicialmente, a corrente será controlada em um valor constante até que o banco de baterias seja completamente carregado. Quando a tensão das baterias atingir o valor máximo pré-determinado, significa que o estado de carga das baterias está próximo de 100 % e, a partir deste ponto, o controle de tensão começa a atuar ao mesmo tempo que o controle de corrente é desabilitado. Destaca-se que o controle em cascata também pode ser usado para esse tipo de aplicação, basta saturar o sinal de referência do controle de corrente quando a tensão das baterias atingir o nível máximo.

Após validadas as plantas do carregador, iniciou-se o projeto dos controladores de corrente e tensão. Os controladores escolhidos foram do tipo PI, devido à simplicidade e suas características de garantir a estabilidade do sistema e o erro nulo em regime permanente para perturbações do tipo degrau.

Na Figura 71, encontra-se um diagrama esquemático com a topologia empregada para o carregador de baterias, junto aos blocos referentes aos controladores. Nota-se que, a tensão e a corrente de saída são lidas e comparadas aos valores de referência definidos. O comparador presente no circuito é responsável pelo controle paralelo, sendo que o sinal de entrada que apresentar

menor erro será controlado, assim os controles de corrente e tensão ocorrerão de forma independente.

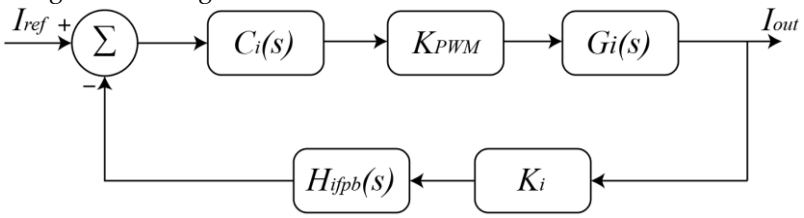
Figura 71 – Estratégia de controle aplicada ao carregador de baterias.



Fonte: Autoria própria.

O circuito da figura pode ser representado por um diagrama de blocos, que está presente Figura 72. Neste diagrama de blocos, que apresenta o sistema de controle de corrente, a planta $G_i(s)$ que foi encontrada anteriormente, representa o comportamento dinâmico do conversor.

Figura 72 – Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente.



Fonte: Autoria própria.

Analisando o diagrama de blocos, verifica-se a influência de algumas plantas na resposta do sistema. A primeira delas seria o ganho dos sensores, porém, como o controle é realizado de forma digital, o ganho dos sensores é unitário, devido aos cálculos realizados no processamento do valor lido pelos sensores.

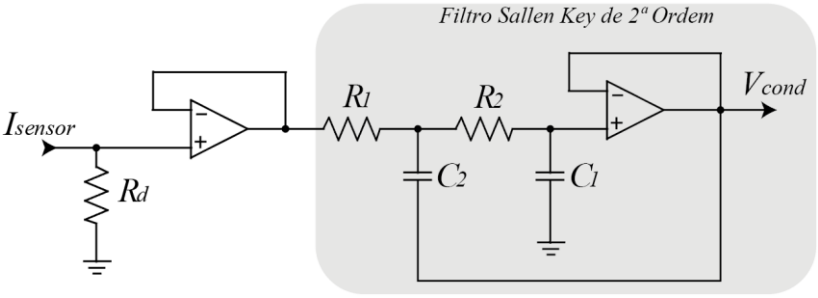
$$K_i = K_v = 1 \tag{6.21}$$

A segunda planta que deve ser levada em consideração, é a planta relacionada ao ganho que representa o efeito da moduladora triangular. Como a compensação da razão cíclica já é feita digitalmente, esta planta apresentará, apenas, um ganho unitário, conforme mostrado na equação (6.22).

$$K_{PWM} = 1 \tag{6.22}$$

Outra planta que também influencia na resposta no sistema, é a planta do filtro utilizado para condicionar os sinais lidos pelos sensores, rejeitando altas frequências causadas por IEM. O filtro projetado para o protótipo foi um filtro *Sallen Key* de segunda ordem, conforme apresentado na Figura 73.

Figura 73 – Circuito do condicionamento de sinal.



Fonte: Autoria própria.

Os valores dos resistores e capacitores utilizados no condicionamento de sinal estão descritos na Tabela 12. Estes valores foram escolhidos com a finalidade de colocar a frequência de corte do filtro em 11 kHz e, consequentemente, fazer com que esta planta não tenha grande influência nas funções de transferência de malha aberta referentes às plantas de tensão e corrente que serão usadas para o projeto do controlador.

Tabela 12 – Componentes do circuito de condicionamento de sinal.

Componente	Valor
Resistor Rd	120 Ω
Resistores R1 e R2	1 kΩ
Capacitores C1 e C2	10 uF

Fonte: Autoria própria.

A equação (6.23) mostra a função de transferência de um filtro Sallen Key. Já na equação (6.24), a função de transferência do filtro projetado é apresentada.

$$H_{ifpb}(s) = \frac{\dfrac{1}{R_{1f}R_{2f}C_{1f}C_{2f}}}{s^2 + \dfrac{1}{C_{1f}}\left(\dfrac{1}{R_{1f}} + \dfrac{1}{R_{2f}}\right)s + \dfrac{1}{R_{1f}R_{2f}C_{1f}C_{2f}}} \tag{6.23}$$

$$H_{ifpb}(s) = \frac{10 \cdot 10^9}{s^2 + 200 \cdot 10^3 s + 10 \cdot 10^9} \tag{6.24}$$

Por último, ainda há a planta referente ao atraso de amostragem. O atraso de amostragem é representado pela função de transferência descrita na equação (6.25), conhecida como aproximação de Padé (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

$$H_{amost}(s) = \frac{2 - 1,5T_a s}{2 + 1,5T_a s} \tag{6.25}$$

A frequência de amostragem escolhida nesse projeto foi de 40 kHz, isso significa que a atualização dos dados de controle ocorrerá duas vezes a cada período de comutação. Logo, a planta referente ao atraso de amostragem do projeto é mostrada na equação (6.26).

$$H_{amost}(s) = \frac{2 - 37,5 \cdot 10^{-6} s}{2 + 37,5 \cdot 10^{-6} s} \tag{6.26}$$

6.3.1 Parâmetros do controlador de corrente

A determinação dos parâmetros do controlador foi feita com base nos requisitos de atenuação de sinais oscilatórios e característica de resposta quando o sistema é submetido à uma perturbação de referência. Como priorizou-se a especificação de atenuação das perturbações, a metodologia empregada foi baseada em técnicas de resposta em frequência. Assim, inicialmente, definiu-se a função de transferência de malha aberta não compensada da corrente pela equação (6.27), obtendo-se a equação (6.28).

$$FTMA_{NCi}(s) = G_i(s) \cdot K_{PWM} \cdot H_{ifpb}(s) \cdot H_{amost}(s) \tag{6.27}$$

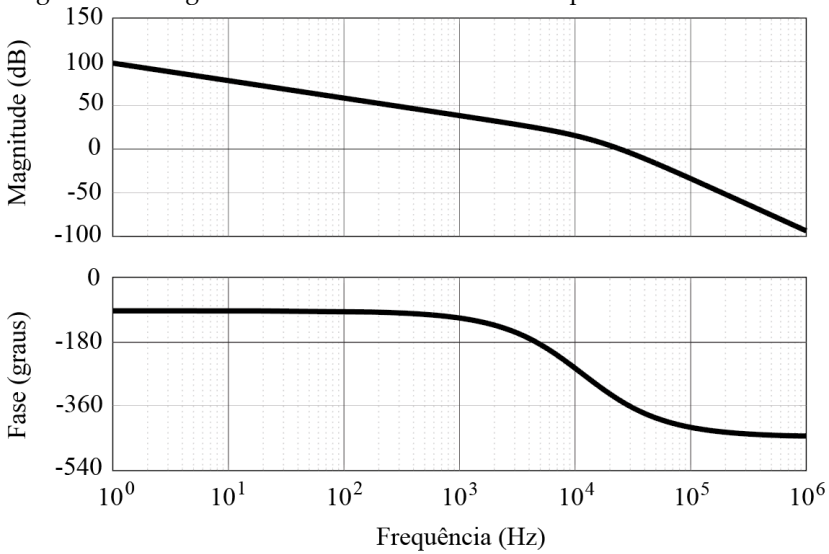
$$FTMA_{NCi}(s) = \frac{-352,5 \cdot 10^6 s + 18,8 \cdot 10^{12}}{67,5 \cdot 10^{-9} s^4 + 17,1 \cdot 10^{-3} s^3 + 1395 s^2 + 36 \cdot 10^6 s} \tag{6.28}$$

Com as equações do módulo e da margem de fase da $FTMA_{NCi}$, expressas na equação (6.29), foi traçado o diagrama de

Bode referente a esta função de transferência, conforme mostrado na Figura 74. Com a análise no domínio da frequência, foi possível detectar que o sistema é instável, portanto, um controlador foi projetado com a finalidade de levar o sistema a estabilidade e garantir certa margem de fase, eliminando o erro de seguimento a referência.

$$\begin{cases} \left|FTMA_{NCi}(\omega c_i)\right| = 1 \\ MF_i = 180^o + \measuredangle FTMA_{NCi} \end{cases} \tag{6.29}$$

Figura 74 – Diagrama de Bode da FTMA não compensada da corrente.



Fonte: Autoria própria.

Para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente para perturbações do tipo degrau, o controlador PI, que tem sua função de transferência expressa na equação (6.30), introduz um polo na origem do sistema, atendendo essa necessidade. Além disso, é possível ajustar a margem de fase do sistema compensado fazendo a alocação do zero do controlador.

$$C_{Pi}(s) = K_{Pi} \cdot \frac{s + \omega z_i}{s} \tag{6.30}$$

Para isso, é necessário definir os valores referentes à margem de fase e à frequência de corte de acordo com a resposta desejada. Após esta etapa, com a aplicação das equações (6.31) e (6.32), encontram-se os parâmetros do controlador PI (ganho proporcional e frequência do zero) em função da margem de fase e da frequência de corte que serão definidas.

$$\omega z_i = \frac{\omega c_i}{\tan\left(MF_i - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTMA_{NCi}(\omega c_i) \right) \right)} \tag{6.31}$$

$$K_{Pi} = \frac{\omega c_i}{\sqrt{\left(\omega c_i^2 + \omega z_i^2 \right)} \cdot \left| FTMA_{NCi}(\omega c_i) \right|} \tag{6.32}$$

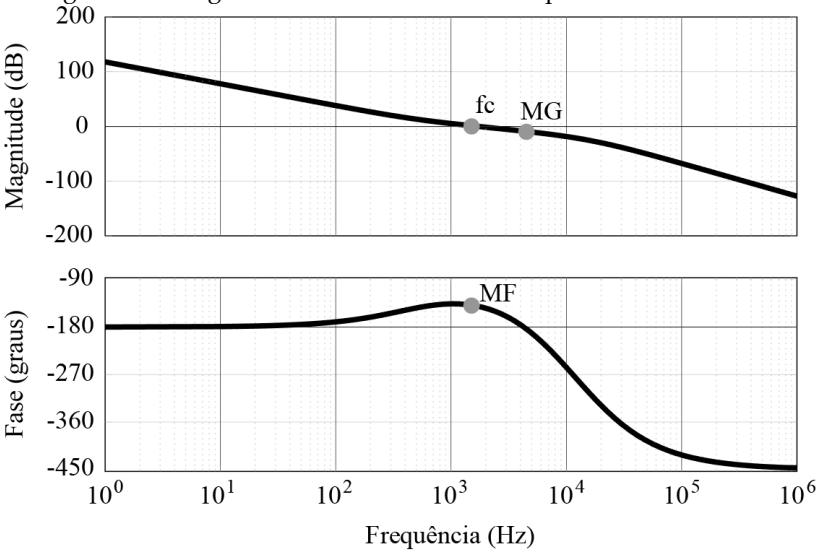
A frequência de cruzamento do controlador foi escolhida para garantir a rejeição dos ruídos de comutação e evitar a perda de fase causada pelo filtro e por atrasos do controlador digital. Os valores escolhidos para frequência de corte e margem de fase estão nas equações presentes em (6.33).

$$\begin{cases} f_{ci} = 1667 Hz \\ MF_i = 40^{\circ} \end{cases} \tag{6.33}$$

O projeto do controlador foi realizado no domínio do tempo contínuo e discretizado utilizando o método de Tustin. Como resultado, são apresentados os parâmetros do compensador PI para o domínio de tempo contínuo nas equações presentes em (6.34), enquanto a resposta da $FTMA_{Ci}$ compensada é apresentada Figura 75.

$$\begin{cases} K_{Pi} = 0,02 \\ \omega z_i = 2968 \end{cases} \tag{6.34}$$

Figura 75 - Diagrama de Bode da FTMA compensada da corrente.



Fonte: Autoria própria.

6.3.2 Parâmetros do controlador de tensão

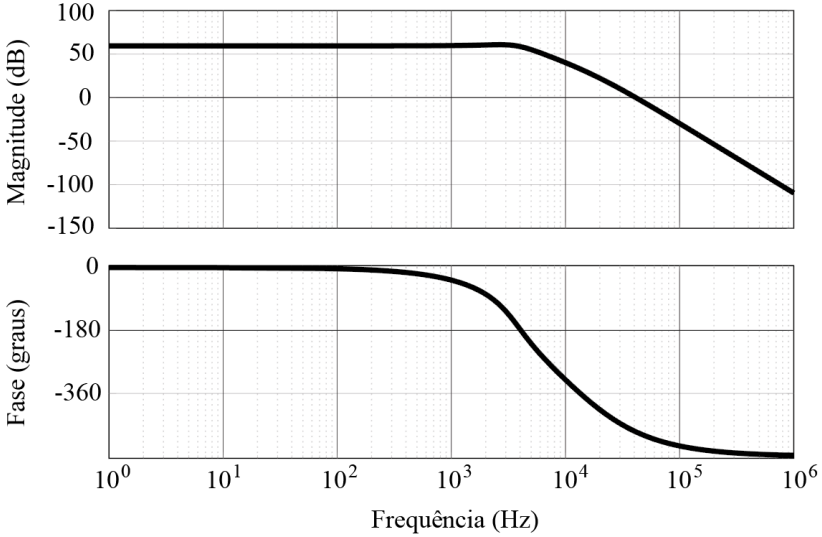
Para o projeto do controlador de tensão, também foi utilizada a metodologia baseada na resposta em frequência. Para isso, assim como no projeto do controlador de corrente, a função de transferência de malha aberta não compensada da tensão foi definida a partir equação (6.35), encontrando-se a equação (6.36).

$$FTMA_{NCv}(s) = G_v(s) \cdot K_{PWM} \cdot H_{vfpb}(s) \cdot H_{amost}(s) \tag{6.35}$$

$$FTMA_{NCv}(s) = \frac{-75 \cdot 10^6 s + 4 \cdot 10^{12}}{67,5 \cdot 10^{-15} s^5 + 18,62 \cdot 10^{-9} s^4 + 1,817 \cdot 10^{-3} s^3 + 76,88 s^2 + 1,585 \cdot 10^6 s + 20 \cdot 10^9} \tag{6.36}$$

O diagrama de Bode desta FT é mostrado na Figura 76, onde também é possível perceber que o sistema é instável.

Figura 76 – Diagrama de Bode da FTMA não compensada da tensão.



Fonte: Autoria própria.

O projeto do controlador de tensão aconteceu da mesma forma que o controlador de corrente, porém, com parâmetros distintos. A frequência de corte e a margem de fase deste controlador são trazidas nas equações presentes em (6.37).

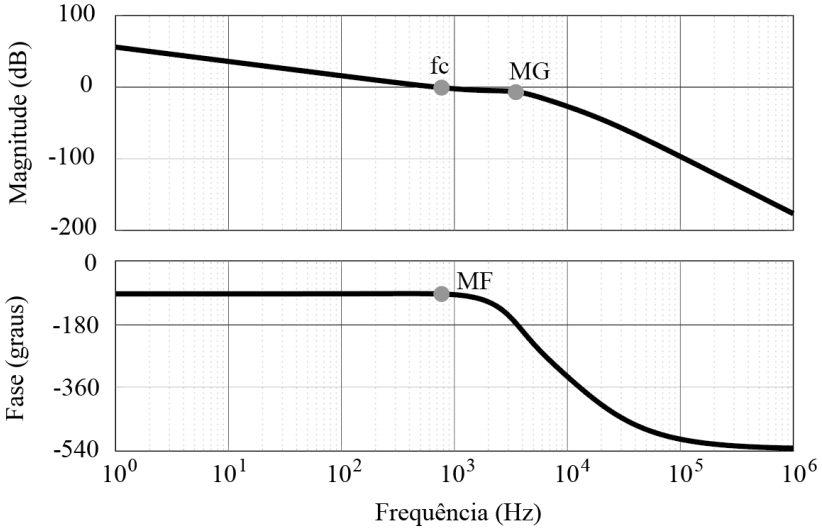
$$\begin{cases} f_{cv} = 700Hz \\ MF_v = 90^o \end{cases} \tag{6.37}$$

Dessa maneira, os parâmetros do controlador PI, expresso na equação (6.38), projetado são mostrados nas equações presentes em (6.39). Já a resposta da $FTMA_{Cv}$ compensada é apresentada na Figura 77.

$$C_{Pv}(s) = K_{Pv} \cdot \frac{s + \omega z_v}{s} \tag{6.38}$$

$$\begin{cases} K_{Pv} = 440 \cdot 10^{-6} \\ \omega z_v = 9467 \end{cases} \tag{6.39}$$

Figura 77 – Diagrama de Bode da FTMA compensada da tensão.



Fonte: Autoria própria.

6.3.3 Discretização dos parâmetros dos controladores

Para implementação dos controladores no DSP, é necessário que seja feita a discretização dos mesmos. Para isso, foi realizada a transformação pelo método de Tustin.

Conhecendo o controlador PI, conforme a equação (6.40).

$$C_P(s) = K_P \cdot \frac{s + \omega z}{s} = \frac{y(s)}{r(s)} \tag{6.40}$$

E também a transformação pelo método de Tustin, expressa pela equação (6.41).

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(1-z^{-1})}{(1+z^{-1})} \tag{6.41}$$

É possível inserir a equação (6.41) na equação (6.40) e obter a expressão (6.42).

$$\frac{y(z)}{r(z)} = K_P + \frac{\omega z \cdot T_a \cdot (1+z^{-1})}{2 \cdot (1-z^{-1})} \tag{6.42}$$

Após manipulações e simplificações, encontra-se a equação (6.43).

$$y(z) \cdot (1-z^{-1}) = r(z) \cdot K_P \cdot (1-z^{-1}) + \frac{r(z) \cdot \omega z \cdot T_a \cdot (1+z^{-1})}{2} \tag{6.43}$$

Realizando a transformação para o tempo discreto, obtém-se a equação (6.44) que é dependente dos parâmetros mostrados em (6.45).

$$y(k) = y(k-1) + r(k) \cdot \alpha + r(k-1)\beta \tag{6.44}$$

$$\begin{cases} \alpha = K_P \cdot \left(1 + \dfrac{\omega z \cdot T_a}{2}\right) \\ \beta = K_P \cdot \left(-1 + \dfrac{\omega z \cdot T_a}{2}\right) \end{cases} \tag{6.45}$$

Para o controlador de corrente projetado os parâmetros são expressas em (6.46).

$$\begin{cases} \alpha_i = 0.021 \\ \beta_i = -0.019 \end{cases} \tag{6.46}$$

Já para o controlador de tensão, as mesmas são expressas em (6.47).

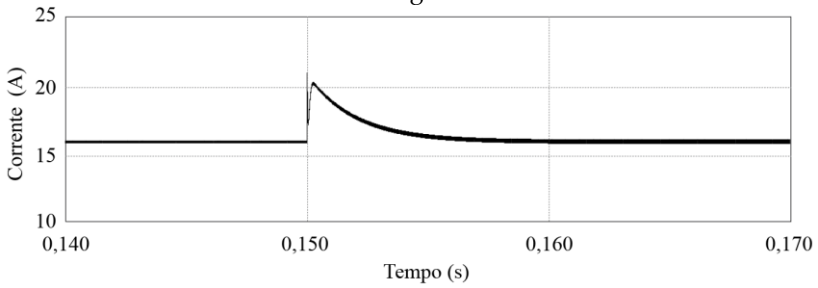
$$\begin{cases} \alpha_v = 492,068 \cdot 10^{-6} \\ \beta_v = -387,931 \cdot 10^{-6} \end{cases} \tag{6.47}$$

6.4 SIMULAÇÕES EM MALHA FECHADA

Assim como no capítulo de dimensionamento, nesta seção foram realizadas simulações com o objetivo de validar o controlador projetado.

O controlador, discretizado pelo método de Tustin, foi implementado à simulação e um degrau de carga foi aplicado para analisar a reposta da corrente de saída após o mesmo. Na Figura 78 esta resposta é apresentada, onde a corrente estava sendo controlada no valor nominal e, depois de um degrau de carga de 26 Ω para 19,5 Ω, a corrente sofre uma alteração que é compensada em, aproximadamente, 5 ms, e mantida constante.

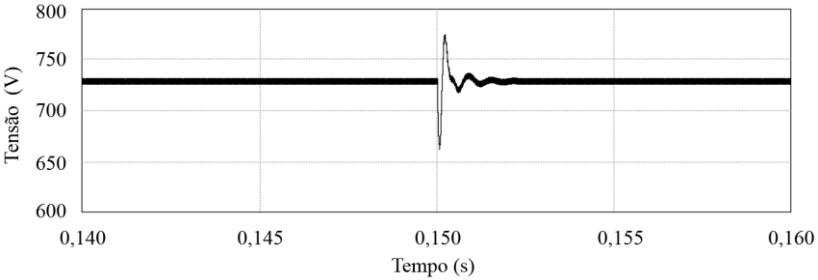
Figura 78 – Simulação da resposta da corrente de saída após degrau de carga.



Fonte: Autoria própria.

Da mesma maneira, um degrau de carga foi aplicado para análise da resposta da tensão de saída. A Figura 79 ilustra a resposta da tensão de saída após a aplicação de um degrau de carga de 104 Ω para 81 Ω. Esta resposta se apresentou mais oscilatória, sendo que a compensação ocorreu em, aproximadamente, 2 ms.

Figura 79 – Simulação da resposta da tensão de saída após degrau de carga.



Fonte: Autoria própria.

Ambas as respostas obtidas, de tensão e de corrente, foram as desejadas, uma vez que nas simulações realizadas com as suas respectivas funções de transferência foram semelhantes.

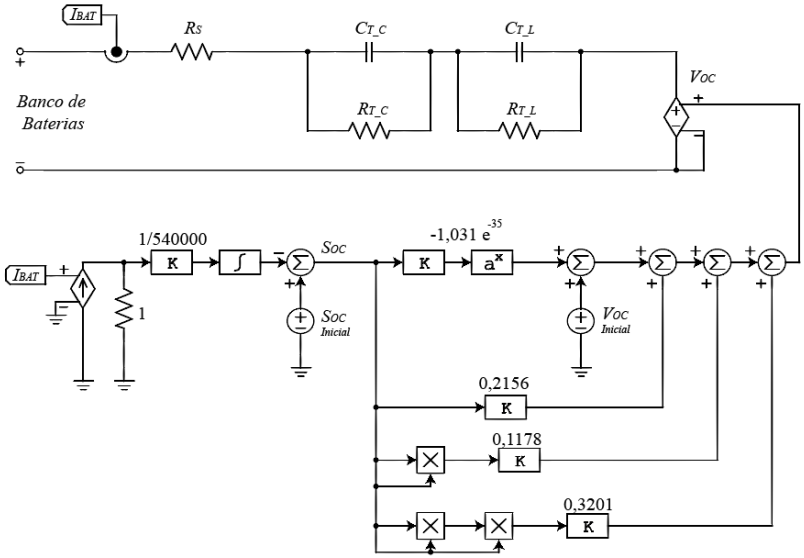
Ressalta-se que os degraus aplicados nas simulações foram os mesmos que serão aplicados nos experimentos, a fim de obter uma melhor comparação estre as respostas. No laboratório, o ajuste das cargas não era muito flexível e, por este motivo, as cargas foram escolhidas com o objetivo de aplicar um degrau não muito elevado nas condições de corrente e tensão nominal.

6.4.1 Carregamento CC - CV das baterias

O controle paralelo do conversor foi testado na última simulação realizada, que teve o intuito de comprovar o carregamento das baterias com a utilização do método CC-CV. A partir do modelo apresentado em (CHEN; RINCON-MORA, 2006), alguns parâmetros das baterias foram adequados para se

aproximar das baterias de modelo P140, destinadas ao projeto. O modelo utilizado foi representado no *software* PSIM, conforme apresenta a Figura 80.

Figura 80 – Modelo do banco de baterias.



Fonte: Autoria própria.

Os valores da resistência série (R_S) e das resistências e capacitâncias dos transitórios de longa e curta duração (R_{T_C}, R_{T_L}, C_{T_C}, C_{T_L}) foram adequados para representar o banco baterias estacionárias, ou seja, a associação foi feita com 3 grupos de baterias em paralelo, sendo que cada grupo possui 176 baterias em série.

Para determinar o estado de carga das baterias, a equação (6.48) foi utilizada. O estado de carga irá depender do estado de carga inicial ($SOC(0)$), da capacidade de carga das baterias (Q) e da corrente de carga sobre as mesmas ($i_{bat}(t)$).

$$SOC(t) = SOC(0) - \frac{1}{Q}\int_0^t i_{bat}(t) \cdot dt \qquad (6.48)$$

Para o cálculo a capacidade das baterias do banco de baterias também teve que ser adequada. Neste caso, o valor da capacidade teve que ser dado em Coulomb. Para isso, a equação (6.49), que transforma o valor de capacidade de Ampère-hora para Coulomb, foi aplicada.

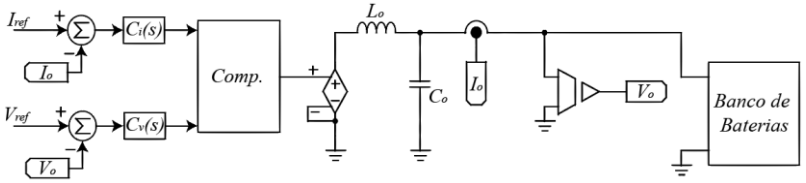
$$Q = C(Ah) \cdot 3600 \tag{6.49}$$

Como as baterias do modelo P140 que possuem capacidade de 50 Ah e a associação das mesmas foi realizada com 3 grupos em paralelo, a capacidade total do banco de baterias foi determinada pela equação (6.50).

$$Q = 50 \cdot 3600 \cdot 3 = 540000C \tag{6.50}$$

Em sequência, o modelo de valores médios do conversor foi inserido na simulação com os controladores projetados. A Figura 81 mostra o circuito implementado, onde os valores de tensão e de corrente de saída lidos são comparados com os seus respectivos valores de referência.

Figura 81 – Controle do carregamento do banco de baterias.



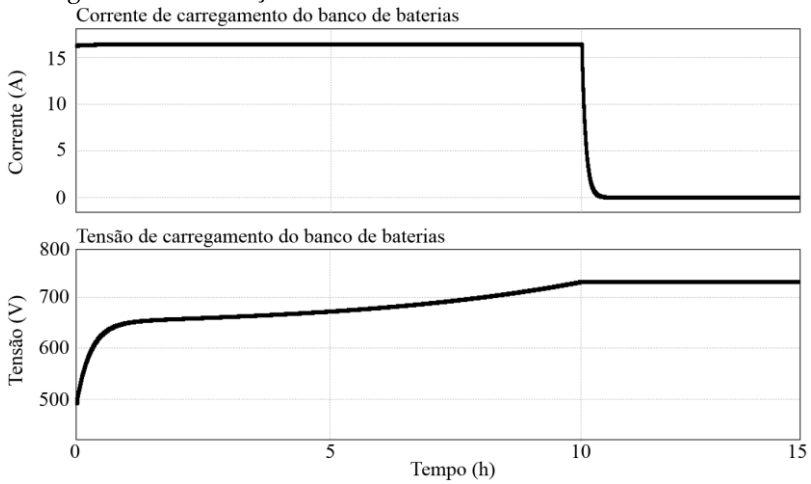
Fonte: Autoria própria.

Os controles de tensão e corrente são independentes, ou seja, apenas uma grandeza será controlada de acordo com o sinal de entrada do comparador. No comparador, o valor que apresentar o menor erro será controlado. Sendo assim, inicialmente, com as baterias descarregadas o erro referente a tensão será elevado, isto é, maior que o erro referente a corrente e, desta forma, a corrente

será controlada. Quando o nível de tensão das baterias atingir o valor de referência, o erro referente a tensão será menor que o erro referente a corrente e, a partir deste ponto, a tensão será controlada.

O resultado desta simulação é visto na Figura 82. Pode-se perceber que, com as baterias completamente descarregadas, a corrente é imposta sobre as mesmas, permanecendo constante, no valor nominal, até a carga completa. Quando carregadas, após 10 horas, a tensão atinge o valor máximo e o controle passa a ser feito com o objetivo de manter a tensão de saída do carregador constante, até a corrente ser anulada.

Figura 82 – Simulação do controle CC – CV do banco de baterias.



Fonte: Autoria própria.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

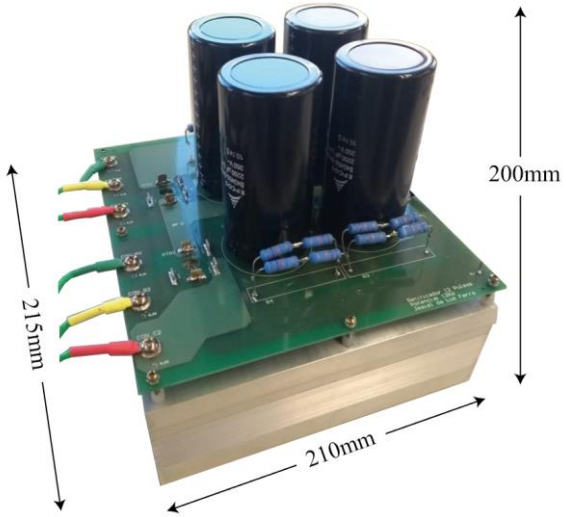
Após finalizado o dimensionamento dos componentes do carregador e o projeto de controle do conversor, a construção de um protótipo para validação dos resultados obtidos foi encaminhada e executada por etapas que serão descritas neste capítulo.

A lista com os componentes utilizados, bem como o esquemático e o circuito impresso elaborados, encontram-se nos apêndices desta dissertação.

7.1 RESULTADOS DO RETIFICADOR 12 PULSOS

O primeiro teste realizado em bancada foi o do retificador de 12 pulsos que está sendo apresentado na Figura 83.

Figura 83 – Protótipo do retificador de 12 pulsos.



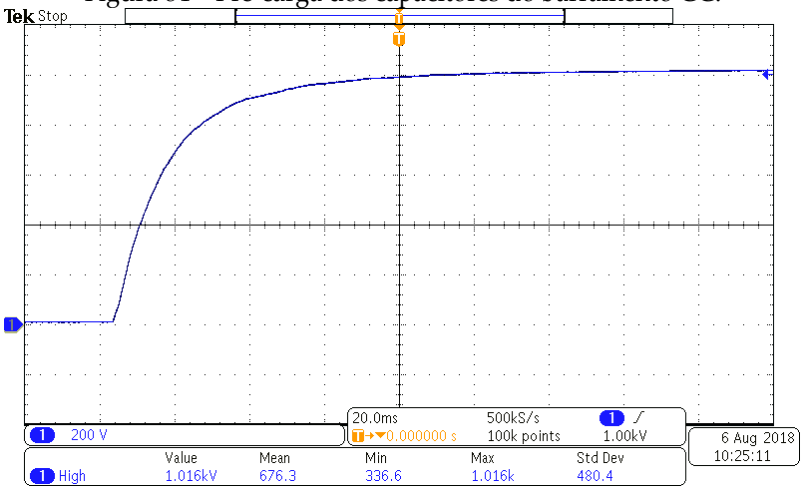
Fonte: Autoria própria.

Inicialmente, foi feito o uso de um variador de tensão com potência de 9 kW a fim de realizar o carregamento dos capacitores

do barramento CC de forma lenta, ou seja, aumentando a tensão de entrada gradualmente. A carga colocada no barramento CC também possuía resistência 4 vezes maior do a resistência necessária para obtenção da potência nominal, isto representa 25% do valor nominal de potência. Com isso, regulando manualmente a tensão de entrada através do variador de tensão, chegou-se a tensão de saída ligeiramente superior a 1 kV. Conforme visto, a tensão nominal do barramento CC é de 940 V, mas, como a corrente de saída é inferior a nominal, a tensão de barramento pode ser superior a 1 kV, como já apresentado no dimensionamento dos indutores de entrada.

Após o primeiro teste, o variador de tensão foi retirado circuito, deixando o retificador diretamente conectado à rede. Então, antes da introdução das cargas no circuito, os capacitores de barramento foram carregados a partir da rede elétrica com os resistores de pré-carga no circuito. O comportamento da tensão do barramento CC durante a pré-carga pode ser visto na Figura 84, onde nota-se que a tensão não apresenta um pico superior a tensão nominal, validando o projeto do circuito proposto.

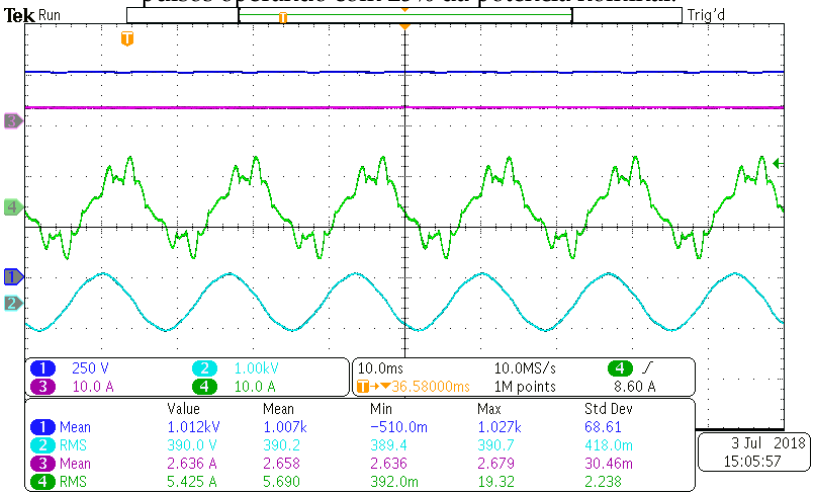
Figura 84 – Pré-carga dos capacitores do barramento CC.



Fonte: Autoria própria.

Posteriormente, deu-se início a inserção das cargas nos experimentos para obtenção das formas de onda das correntes e tensões de entrada e saída. Na Figura 85 são apresentadas as formas de onda extraídas com a utilização de um osciloscópio do circuito retificador operando com 25% da potência nominal. Nela, observa-se que a tensão de saída é praticamente constante, ou seja, com baixa ondulação e a corrente de entrada está próxima do formato desejado.

Figura 85 – Tensões e correntes de entrada e saída do retificador 12 pulsos operando com 25% da potência nominal.



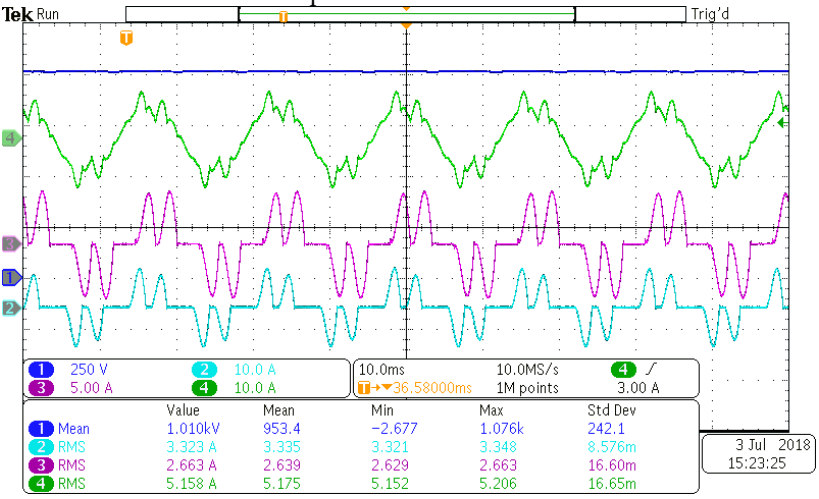
Fonte: Autoria própria.

Neste primeiro experimento, a corrente de entrada, que é resultado das correntes de cada secundário, apresentou uma elevada distorção harmônica. Conforme mostra-se na Figura 86, as correntes de entrada de cada uma das pontes retificadoras ainda não estavam no modo de condução MC2, já que as mesmas apresentaram 4 pontos de descontinuidade para cada semi ciclo de rede, justificando o fato de haver elevada TDH.

O segundo experimento foi realizado com 50% da potência nominal, onde observou-se uma tensão de saída menor, devido a corrente ser mais elevada. A tensão, que anteriormente era de 1012

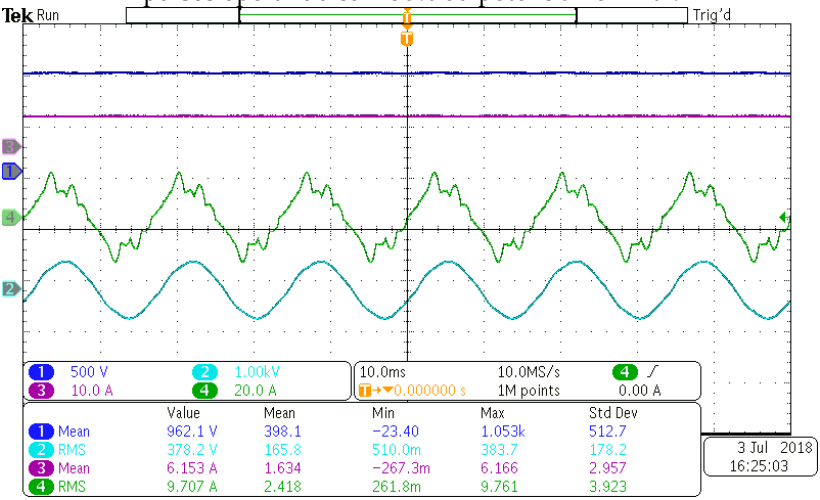
V, apresentou valor médio de 962,1 V, como ilustra-se na Figura 87.

Figura 86 – Correntes de entrada das pontes retificadoras com 25% da potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

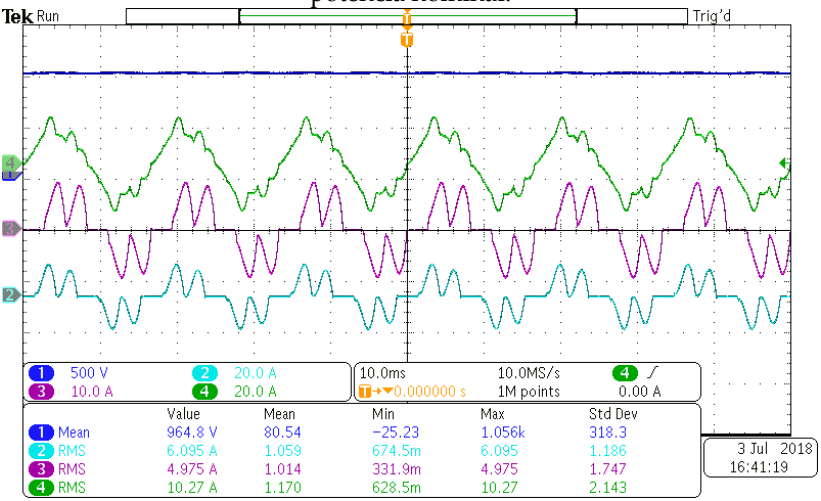
Figura 87 – Tensões e correntes de entrada e saída do retificador 12 pulsos operando com 50% da potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

No caso da corrente entrada, uma forma de onda mais próxima de uma senóide pura foi encontrada, resultando em uma TDH mais baixa, isto porque, as formas de onda das correntes de entrada de cada ponte retificadora, que são vistas na Figura 88, já estão no modo de condução MC2.

Figura 88 – Correntes de entrada das pontes retificadoras com 50% da potência nominal.



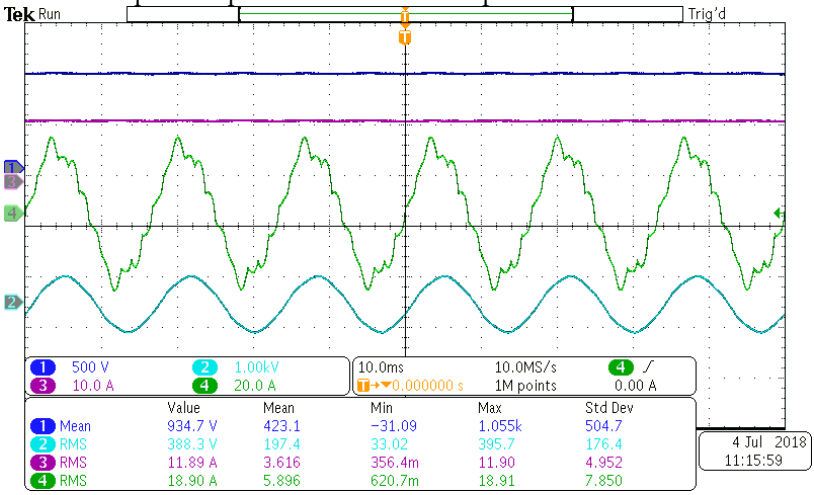
Fonte: Autoria própria.

Por fim, o experimento com 100% da potência nominal foi feito. Neste, a corrente de entrada apresentou menor TDH e o valor médio da tensão de saída ficou muito próximo de 940 V, que era o valor esperado ao início do projeto. Estes valores podem ser verificados na Figura 89.

As correntes em cada ponte retificadora, claramente, estão no modo de condução MC2, fazendo com que a corrente de entrada se torne ainda melhor, quando comparada aos outros testes realizados. Outro detalhe, que é possível perceber na Figura 90, é uma ligeira diferença entre as correntes em cada ponte retificadora, isto se deve ao fato de que as tensões de saída de cada

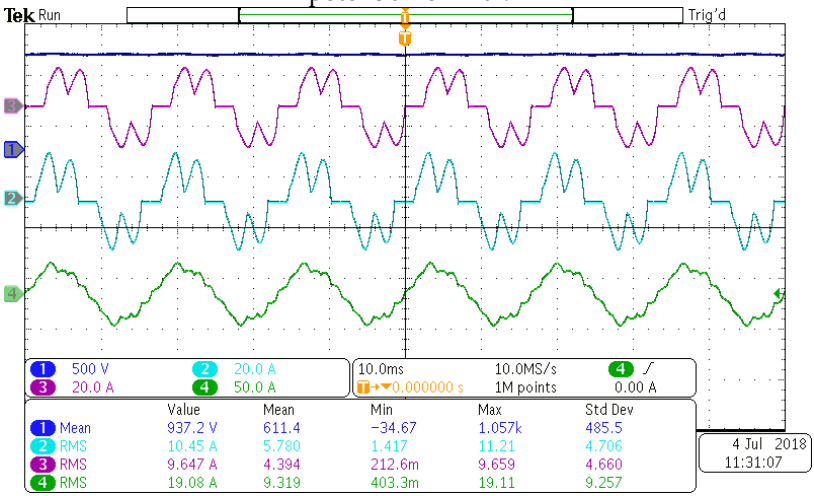
secundário do transformador apresentavam um pequeno desequilíbrio.

Figura 89 – Tensões e correntes de entrada e saída do retificador 12 pulsos operando com 100% da potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

Figura 90 – Correntes de entrada das pontes retificadoras com 100% da potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

Junto ao osciloscópio, um analisador de potência também foi utilizado para análise das harmônicas presentes na corrente de entrada e do fator de potência do circuito. Os resultados são expostos na Tabela 13.

Tabela 13 – Harmônicos da corrente de entrada do retificador para 50% e 100% da potência nominal.

Potência	**50% do valor nominal**	**100% do valor nominal**
Tensão de linha eficaz	385,35 V	381,88 V
Corrente de linha eficaz	9,83 A	18,769 A
Fator de potência	0,955	0,967
TDH de corrente total	18,025 %	9,793 %
3ª harmônica	985,84 mA	1042,9 mA
5ª harmônica	1204,9 mA	1333,4 mA
7ª harmônica	744,28 mA	681,27 mA
9ª harmônica	105,47 mA	101,06 mA
11ª harmônica	663,32 mA	1256,9 mA
13ª harmônica	401,03 mA	446,00 mA
15ª harmônica	37,449 mA	28,824 mA
17ª harmônica	60,379 mA	119,69 mA
19ª harmônica	53,208 mA	13,208 mA
21ª harmônica	60,576 mA	41,068 mA
23ª harmônica	175,31 mA	260,76 mA
25ª harmônica	94,565 mA	197,91 mA
27ª harmônica	23,081 mA	23,149 mA
29ª harmônica	37,640 mA	37,640 mA
31ª harmônica	28,387 mA	28,556 mA
33ª harmônica	21,333 mA	21,405 mA

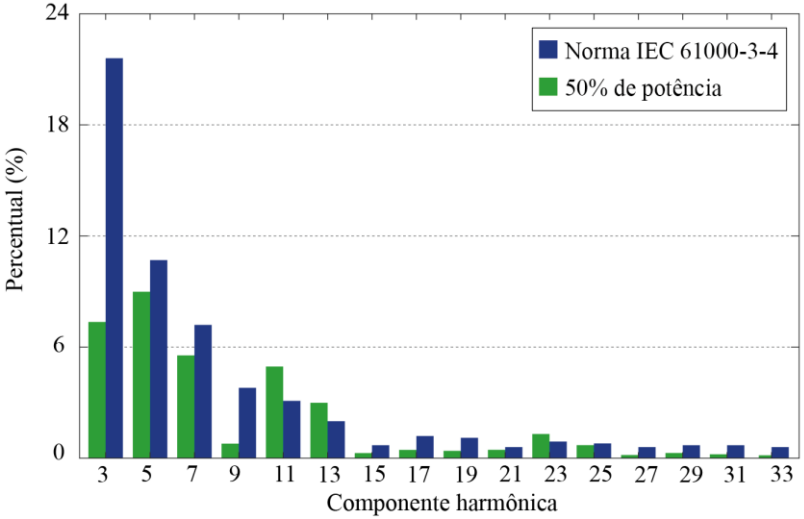
Fonte: Autoria própria.

Nota-se que o fator de potência foi elevado, ficando muito próximo do fator de potência obtido nas simulações e atendendo às normas da ANEEL até mesmo para uma potência equivalente a 50% da potência nominal.

A TDH também apresentou bons resultados, considerando que a mesma foi o suficiente para atender às normas para quase

todas as componentes harmônicas, da IEC 61000-3-4. Quando operando com metade da potência nominal, o retificador apresentou uma elevada TDH total na corrente de entrada, sendo que as harmônicas de 11ª, 13ª e 23ª ordem excederam os valores percentuais exigidos pela norma citada, conforme mostra-se na Figura 91.

Figura 91 – Percentual da corrente individual das componentes harmônicas em relação à componente fundamental (50% de carga).

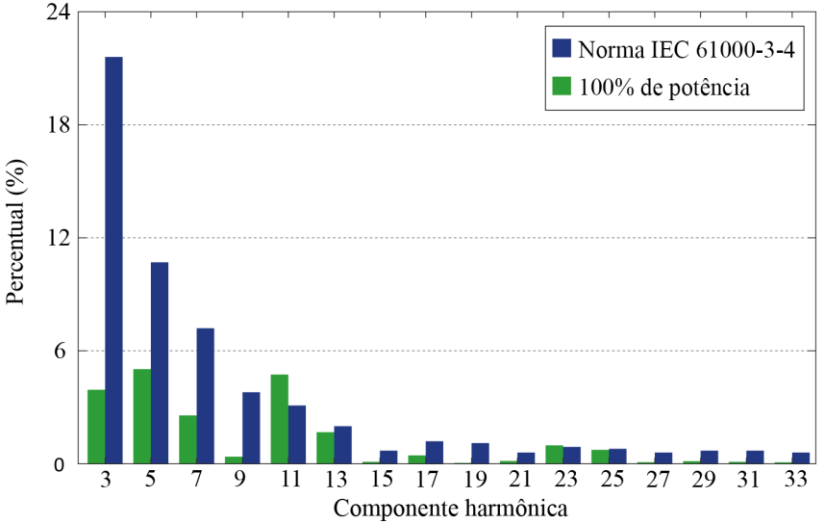


Fonte: Autoria própria.

Com o retificador operando na potência nominal, a TDH total foi bem inferior ao caso anterior. Neste caso a maioria das componentes harmônicas se mantiveram bem abaixo dos valores requeridos na referida norma, sendo que apenas a componente de 23ª ordem excedeu, ligeiramente, o valor recomendado, como pode ser visto no gráfico exposto na Figura 92 .

É importante verificar que, em ambos os gráficos, apareceram componentes harmônicas não múltiplas de 12k±1 que deveriam ser anuladas. Destacam-se, entre elas, as componentes de 3ª, 5ª e 7ª ordem que tiveram percentuais elevados em relação a componente fundamental.

Figura 92 – Percentual da corrente individual das componentes harmônicas em relação à componente fundamental (100% de carga).



Fonte: Autoria própria.

Para as frequências não múltiplas de 3, o fato de que as tensões da saída dos secundários do transformador serem levemente assimétricas, justifica a presença das mesmas na corrente de entrada.

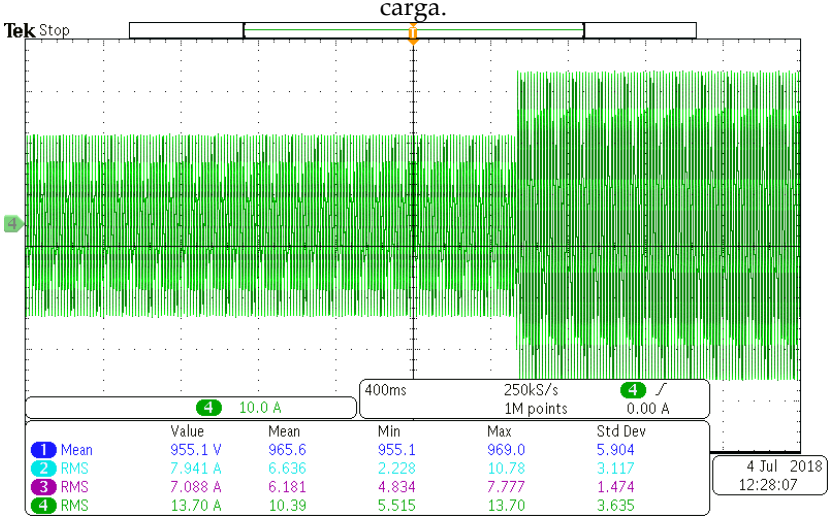
Já as frequências múltiplas de 3 deveriam ser completamente anuladas, mesmo com estas diferenças, uma vez que retificadores de 6 pulsos não apresentam estas componentes em sua corrente de entrada. No entanto, dois fatores podem ocasionar a presença destas componentes harmônicas na corrente de entrada. O primeiro deles é a ligeira diferença entre as tensões de fase da rede, onde pequenas diferenças de tensão já implicam no discreto aparecimento destas componentes harmônicas. O segundo é a distorção harmônica da tensão de entrada que, na rede do laboratório onde os testes foram realizados, apresentava componentes múltiplas de 3 acima de 1% da componente fundamental, sendo suficiente para causar a presença da harmônica de 3ª ordem medida na corrente de entrada.

É valido ressaltar que também foram verificadas componentes harmônicas de tensão de outras frequências na rede elétrica (5ª, 7ª, 9ª...), as quais também contribuíram para uma maior TDH na corrente de entrada.

Portanto, sabendo que o projeto do transformador ainda poderia ser aprimorado e que a tensão da rede poderia estar mais adequada, é possível afirmar que a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrado do carregador seria ainda mais baixa, caso as adequações citadas fossem satisfeitas. Assim, conclui-se que os resultados obtidos foram satisfatórios. É importante destacar, novamente, que no Brasil não existem normas que regulamentam a TDH da corrente dos equipamentos.

Para redução das componentes harmônicas múltiplas de 12k±1, a utilização de filtros, passivos ou ativos, projetados para as devidas frequências seria uma solução. Outra solução seria o emprego de um retificador ativo que, por sua vez, iria contra a proposta de robustez do projeto.

Figura 93 – Corrente de entrada após degrau de 50% para 100% de carga.



Fonte: Autoria própria.

Com a intenção de verificar o comportamento da corrente de entrada após um degrau de carga, um novo experimento foi efetuado. Neste experimento, o degrau de carga foi de 50% da potência nominal para 100% da potência nominal. Na Figura 93 o resultado obtido é evidenciado e, nota-se que após o degrau, a corrente se eleva para o valor nominal sem a ocorrência de um pico mais elevado nos primeiros ciclos.

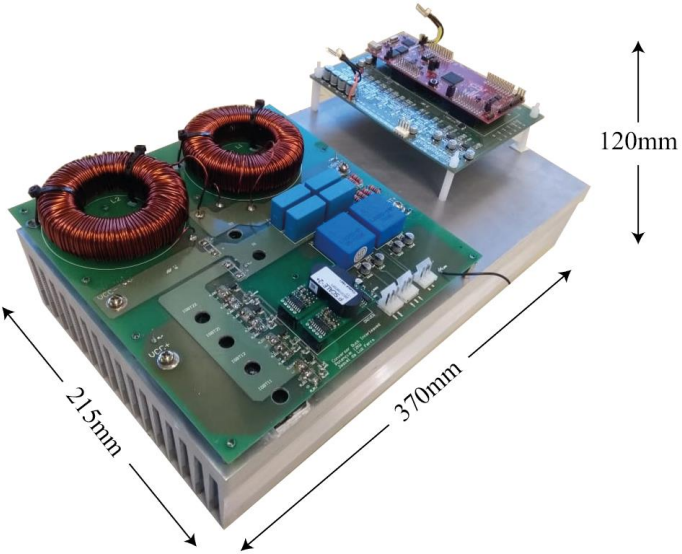
Vale ressaltar que nesta primeira etapa de testes, a pré-carga dos capacitores foi realizada com o circuito em aberto e utilizando os resistores de pré-carga projetados para o lado CA. Além disso, as cargas presentes no laboratório eram limitadas, sendo possível apenas realizar experimentos nas potências expostas.

7.2 RESULTADOS DO CONVERSOR *BUCK INTERLEAVED*

Após os testes e o levantamento de todas as formas de onda do estágio retificador, os testes referentes ao conversor de *buck interleaved* em malha aberta foram iniciados. A princípio, o programa desenvolvido para o DSP, que já havia sido testado em protoboard, foi testado nos IGBTs presentes no conversor. Como os resultados foram positivos, isto é, os IGBTs acionaram com a frequência e a razão cíclica programadas, passou-se para etapa de testes do conversor, que é ilustrado na Figura 94, utilizando uma fonte CC regulada na entrada e cargas resistivas na saída.

Com tudo conectado, os IGBTs fazendo o chaveamento com 20 kHz e a razão cíclica fixa, a fonte de entrada foi ligada e a tensão foi sendo elevada aos poucos. Observou-se, então, que a tensão de saída se comportava conforme o desejado, assim como a corrente sobre os indutores e a corrente de saída. Os sensores de tensão e de corrente de saída estavam fazendo a leitura de suas grandezas bem próximo ao desejado e, com alguns ajustes na leitura feita pelo DSP, foi possível deixar os mesmos calibrados.

Figura 94 – Protótipo do conversor *buck interleaved*.



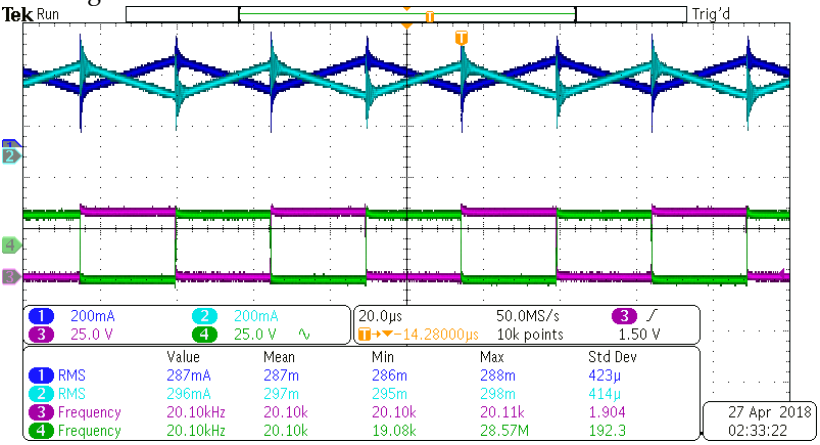
Fonte: Autoria própria.

7.2.1 Experimentos com o conversor em malha aberta

As primeiras formas de onda extraídas do conversor foram realizadas com uma de tensão controlada na entrada do conversor. Estas formas de onda mostram a operação do mesmo com uma razão cíclica de 50% nos IGBTs, sendo que as correntes nos indutores se dividem igualmente com uma defasagem de 180°. A Figura 95 traz estes resultados, onde a tensão de entrada era de aproximadamente 30 V.

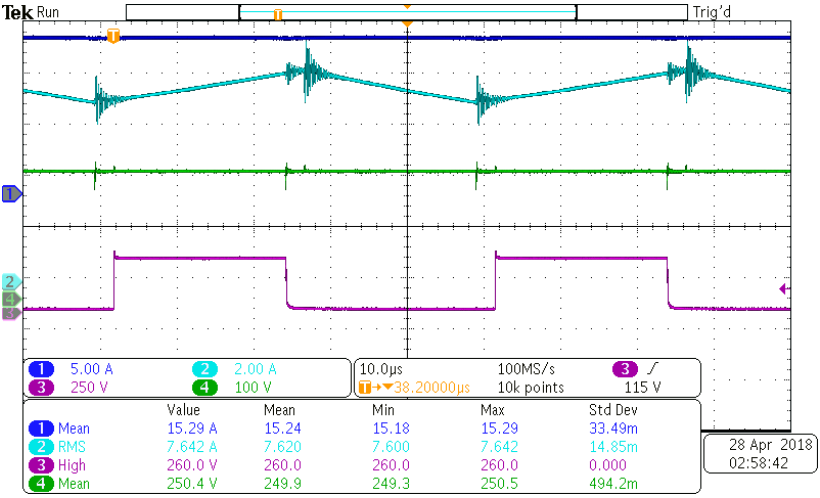
Prosseguindo os experimentos, a tensão de entrada começou a ser elevada até ultrapassar, ligeiramente, 250 V. Com uma carga adequada na saída do conversor, foi possível alterar a razão cíclica com a finalidade de fazer com que a corrente de saída atingisse o valor da corrente nominal de projeto. Conforme mostrado na Figura 96, a corrente de saída chegou ao valor de 15,29 A, sendo dividida entre os dois conversores, com uma tensão de entrada de, aproximadamente, 250 V.

Figura 95 – Tensões nos IGBTs e correntes sobre os indutores.



Fonte: Autoria própria.

Figura 96 – Tensões de entrada e sobre o IGBT e correntes de saída e no indutor.



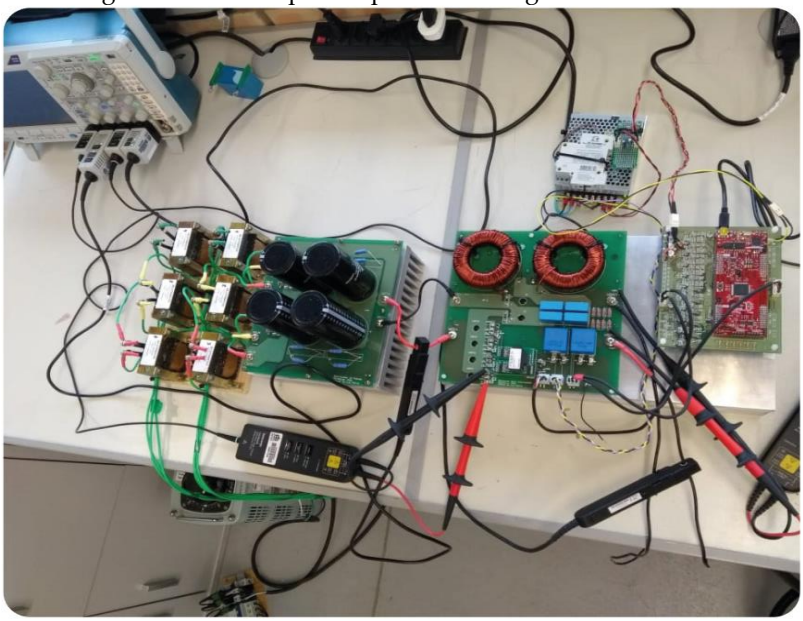
Fonte: Autoria própria.

7.3 RESULTADOS DO CARREGADOR COMPLETO

Com os experimentos do retificador e do conversor validados, deu-se sequência aos trabalhos fazendo a interligação dos mesmos, conforme mostra a Figura 97.

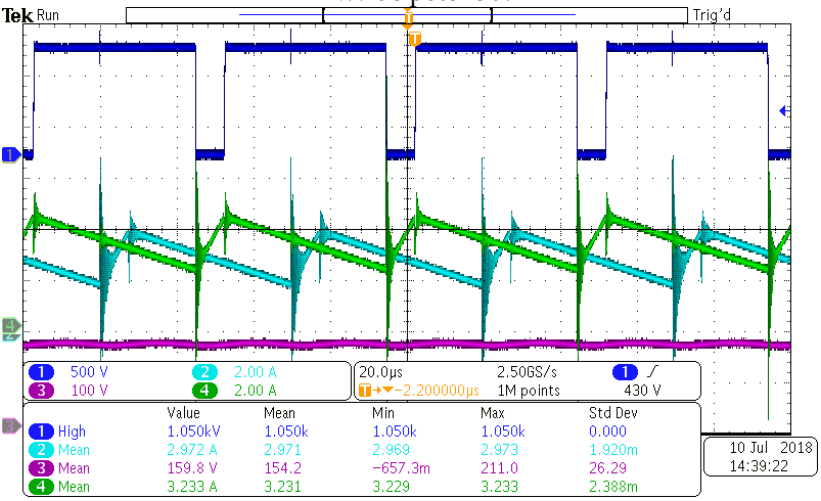
Ao início, novamente, fez-se o uso do variador de tensão a fim de elevar a tensão do barramento CC lentamente para verificar se os interruptores e os diodos iriam suportar a alta tensão e operar normalmente. A carga e a razão cíclicas introduzidas ao carregador permitiram que o mesmo operasse com uma potência de 1 kW. Assim, a tensão de entrada foi sendo elevada e o carregador operou conforme desejado. Na Figura 97, é possível observar que a tensão sobre os IGBTs ultrapassa o valor de 1 kV e as correntes sobre os indutores são divididas igualmente.

Figura 97 – Protótipo completo do carregador de baterias.



Fonte: Autoria própria.

Figura 98 – Carregador operando com tensão nominal de entrada e com 1 kW de potência.

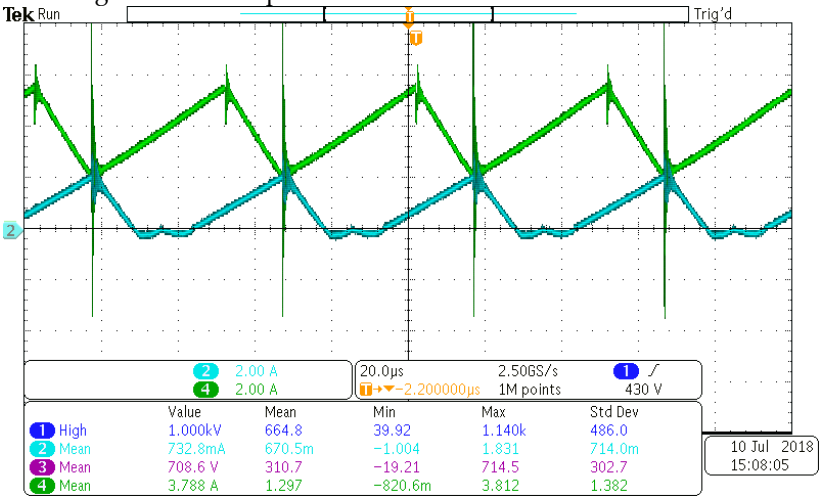


Fonte: Autoria própria.

Após o primeiro teste com o carregador completo, o variador de tensão foi retirado do circuito, deixando o carregador conectado diretamente na rede. Assim, a razão cíclica do conversor, que iniciou num valor muito baixo, foi sendo elevada até a tensão de saída atingir o valor nominal, de 730 V. Porém, quando a corrente de saída alcançava valores mais elevados, ocorria o desbalanceamento entre a corrente dos indutores, onde somente um conversor processava, praticamente, toda a energia, conforme é possível verificar na Figura 99 que mostra o desequilíbrio entre as correntes nos indutores de cada conversor. Destaca-se que este problema não ocorreu quando a tensão de entrada era menor, ou seja, nos testes feitos com a fonte de tensão controlada até 400 V.

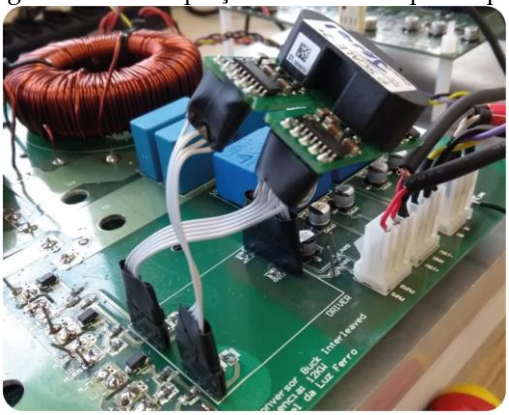
Depois de alguns testes, chegou-se à conclusão de que a causa do problema era uma interferência eletromagnética no driver de acionamento, que estava muito próximo dos IGBTs. Com isso, a solução foi adaptar cabos com a finalidade de deixar o driver mais afastado dos IGBTs, conforme mostra a Figura 100.

Figura 99 – Desequilíbrio das correntes entre os conversores.



Fonte: Autoria própria.

Figura 100 – Adequação do driver do protótipo.

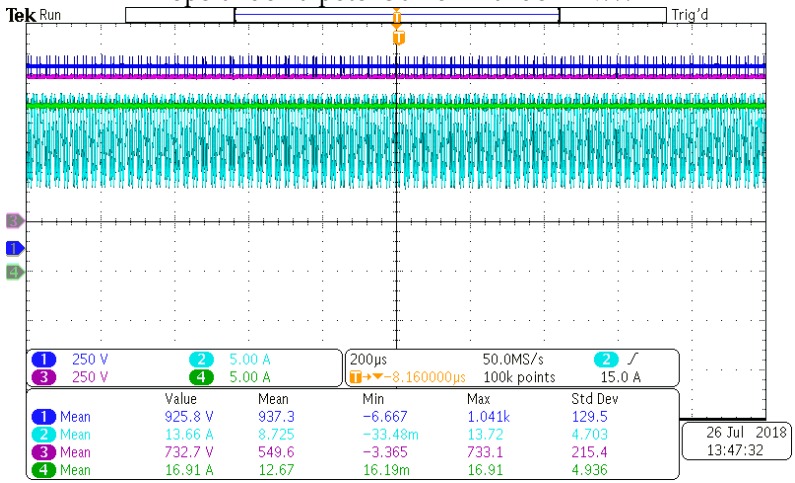


Fonte: Autoria própria.

Com o problema solucionado, seguiram-se os experimentos do carregador de baterias projetado. Nestes experimentos, seis configurações de cargas foram realizadas (apêndice J), sendo a configuração final feita para obtenção dos valores nominais de projeto. Na Figura 101 é apresentada a imagem retirada do osciloscópio com o carregador operando na potência nominal,

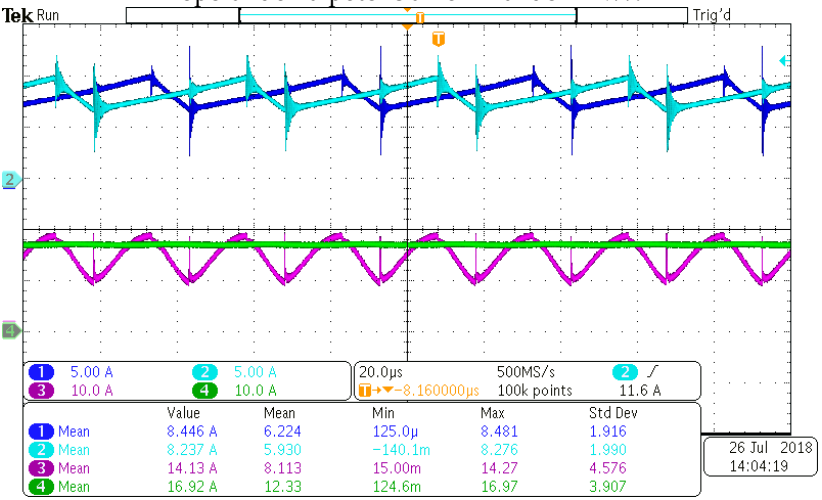
sendo que nos canais 1 e 2 são lidas, respectivamente, a tensão e a corrente de entrada do conversor; e, nos canais 3 e 4, a tensão e a corrente de saída do mesmo.

Figura 101 – Tensões e correntes de entrada e saída do conversor operando na potência nominal de 12 kW.



Fonte: Autoria própria.

Figura 102 – Correntes de entrada, de saída e nos indutores do conversor operando na potência nominal de 12 kW.

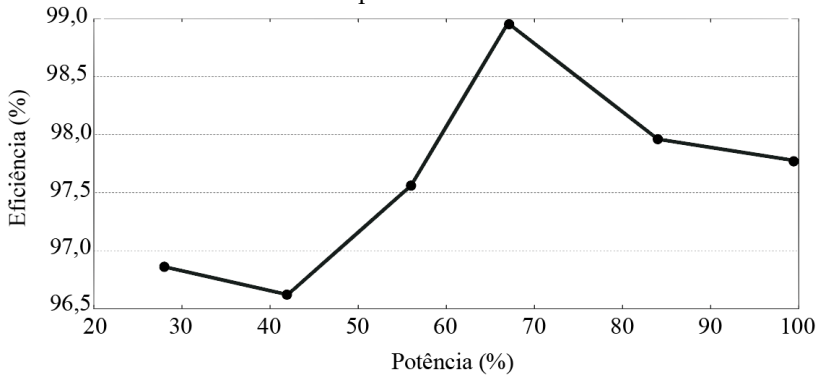


Fonte: Autoria própria.

Ainda na potência nominal, pode-se verificar, a partir da Figura 102, que as correntes entre os conversores ficaram equilibradas e que a corrente de saída apresenta uma ondulação muito baixa, sendo excelente para o carregamento de baterias. Na corrente de entrada, nota-se que há uma componente de alta frequência com o dobro da frequência de comutação.

Os experimentos realizados com diferentes níveis de potência do carregador, tiveram como objetivo levantar uma curva de eficiência do conversor *buck interleaved*. Entretanto, o único equipamento que possibilitava essa medição era o osciloscópio que, mesmo sem ser um equipamento destinado a este tipo de medição, realizava a leitura das tensões e correntes de entrada. Assim, para cada carga utilizada, três medições foram salvas com 100.000 pontos na tela e os valores médios das grandezas medidas foram extraídos com o uso do *software* Matlab. Por fim, a média das três medições foi feita e o gráfico presente na Figura 103 foi elaborado, onde é possível perceber que a eficiência é sempre superior a 96%, com valor máximo de aproximadamente 99%.

Figura 103 – Eficiência do conversor *buck interleaved* em função da potência.



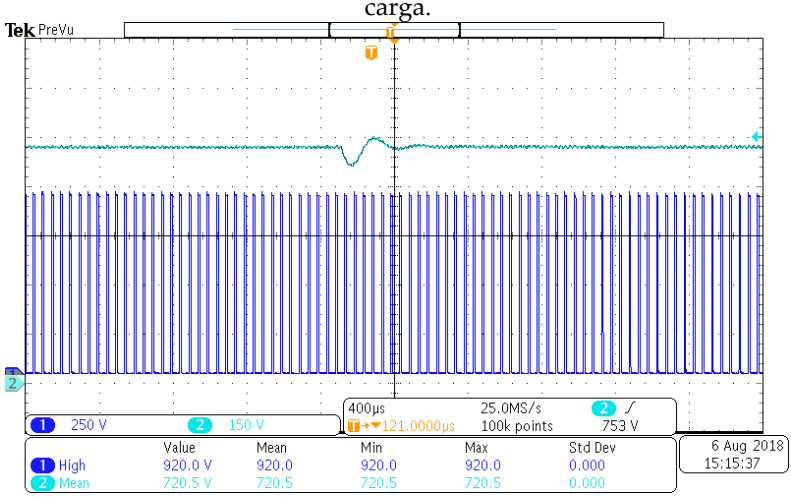
Fonte: Autoria própria.

7.3.1 Experimentos com o conversor em malha fechada

Os testes com o conversor do carregador de baterias operando em malha fechada foram os últimos realizados. Nestes testes os controladores de tensão e de corrente foram implementados individualmente ao programa do DSP.

No controle da tensão realizado, a tensão de saída permaneceu constante perante variações na tensão de entrada e também buscou a referência quando a mesma era alterada no programa. A fim de mostrar a validação do controle, um degrau de carga de 5000 W para 6500W foi aplicado enquanto o conversor estava com 730 V de tensão de saída. A Figura 104 ilustra a resposta da tensão após o degrau de carga.

Figura 104 – Resposta da tensão de saída do conversor após degrau de carga.



Fonte: Autoria própria.

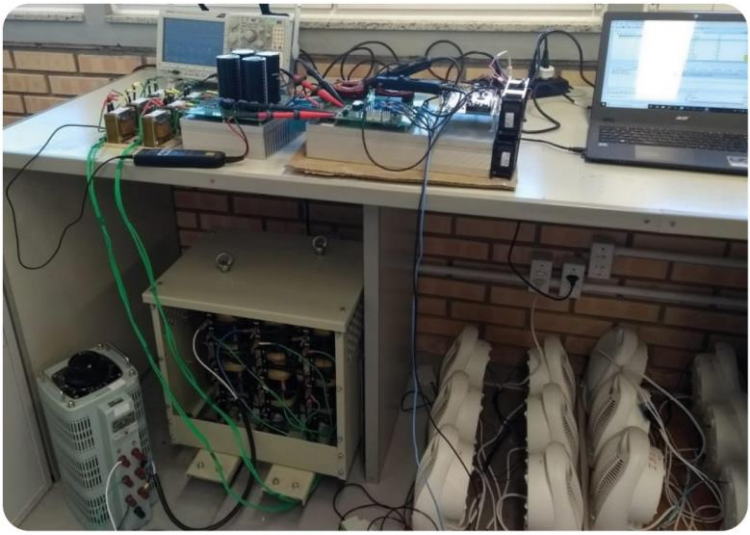
O degrau de carga foi o mesmo apresentado nas simulações com o conversor em malha fechada. Nota-se que o tempo de acomodação ficou em torno de 0,4 ms e o pico da tensão está menor, quando comparado ao modelo simulado, fato que ocorre

devido as não idealidades presentes nos componentes do protótipo.

O controle da corrente de saída também foi validado nos experimentos laboratoriais, onde a corrente permaneceu constante em frente às variações na tensão de entrada e aos degraus de carga.

Para finalizar, uma foto do carregador completo em operação em uma bancada do laboratório é apresentada na Figura 105. Ressalta-se que o protótipo não foi testado para o carregamento do banco de baterias, pois o mesmo não possuía um BMS para garantir a segurança durante o processo de carregamento.

Figura 105 – Protótipo completo do carregador de baterias em funcionamento.



Fonte: Autoria própria.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o projeto de um carregador lento de baterias de íon-lítio que aproveita os créditos disponíveis da energia fotovoltaica inserida para a rede elétrica. Mesmo não sendo o foco principal do trabalho, foi possível verificar o crescimento da utilização de fontes renováveis de energia, principalmente, a solar. A energia solar, porém, é intermitente, ou seja, a geração de energia ocorre somente durante o dia e depende das condições climáticas. Devido a esta inconveniência, os sistemas de armazenamento de energia surgiram como solução, podendo armazenar o excedente de energia durante o dia, se necessário, fornecendo energia para as cargas em momentos críticos de consumo do sistema.

Por apresentarem algumas vantagens, as baterias eletroquímicas, são as principais opções para os sistemas de armazenamento presentes no mercado. Dentre elas, pôde-se verificar que se destacam as baterias de íon-lítio, por apresentarem vantagens como elevada densidade de energia e capacidade de carga. Em consequência disto, os VEs que estão em crescimento no mercado mundial, vêm fazendo uso desta tecnologia como fontes de energia.

Entretanto, mesmo fazendo o uso destas baterias que fornecem benefícios atraentes aos fabricantes e consumidores, possuindo baixo impacto ambiental e alta eficiência energética, os VEs ainda passam por uma fase de aceitação dos consumidores devido alguns fatores. Um deles é a falta de infraestrutura de carregamento para estes veículos que requer um grande investimento por parte do governo e do setor privado, dificultando a instalação de pontos de carregamento. Por este motivo e por serem mais convenientes, a previsão para o futuro é que os níveis 1 e 2 de carregamento lento sejam os mais utilizados, principalmente em residências. Já o nível 3 de carregamento, que possui maior custo, também é de extrema importância para passar dos estágios iniciais da adoção de VEs, pois à medida que a

capacidade das baterias é melhorada e o número de VEs aumenta, se torna essencial realizar carregamentos rápidos em rodovias.

Conforme apresentado, para os diferentes tipos de carregamento existem variadas topologias de carregadores que fazem o processamento da energia necessária para carregar as baterias presentes nos VEs. Possivelmente, topologias unidirecionais sejam a principal via de desenvolvimento para um futuro próximo, isso porque, estas topologias possuem certas conveniências quando comparadas às topologias bidirecionais, como: confiabilidade, durabilidade, alta eficiência e redução dos custos.

No decorrer deste trabalho, diferentes topologias de carregadores CA-CC foram expostas. Para potências mais elevadas, como no caso da proposta apresentada, há a necessidade, ainda maior, de garantir um alto fator de potência e também uma baixa taxa de distorção harmônica. Por este motivo e também por não realizarem o controle da tensão e da corrente de saída, carregadores que empregam apenas componentes passivos não se tornam viáveis. Desta forma, topologias com semicondutores ativos são desenvolvidas e aperfeiçoadas. Assim, os carregadores que fazem uso de uma ponte retificadora a diodos para conversão CA-CC precisam de um segundo estágio que faça a conversão CC-CC e a regulação da tensão e da corrente de saída. Por outro lado, os retificadores ativos, que usam interruptores no estágio retificador, podem fazer este controle diretamente, não necessitando de um segundo estágio.

Na proposta sugerida, o carregador apresentou um retificador de 12 pulsos no estágio CA-CC associado a um conversor *buck interleaved*, responsável pela regulação das grandezas de carregamento das baterias.

No estágio CA-CC, um retificador de 12 pulsos com um transformador Δ/Δ-Y na entrada (frequência da rede) foi implementado para atender os requisitos de simplicidade, robustez, fator de potência e taxa de distorção harmônica.

No estágio CC-CC, buscou-se, também, os requisitos de simplicidade e robustez. Desta maneira, a escolha foi um conversor *buck* que, por ser um conversor abaixador, deve conter em sua entrada uma tensão superior à tensão do banco de baterias. Por este motivo, a tensão no barramento CC teve que ser elevada e, assim, os retificadores do primeiro estágio foram associados em série. A opção de aplicar a técnica *interleaved* também foi importante, pois conforme estudado, a técnica trouxe benefícios como: redução da ondulação da corrente de saída, redução da corrente sobre os interruptores, diodos e indutores e, consequentemente, redução do tamanho dos capacitores e indutores. Mesmo com dois conversores em paralelo, a implementação do controle não agregou complexidade, uma vez que a planta obtida pelos valores médios foi a mesma planta de um conversor *buck* simples, sendo que os interruptores são comandados por pulsos de disparo defasados. Assim, o controle da tensão e da corrente, pôde ser implementado de uma forma simples com um compensador PI, ao contrário dos carregadores que aplicam técnicas de PFC que fazem a adequação da corrente de entrada, apresentando maior complexidade.

Portanto, o projeto de potência do carregador consistiu em um transformador com entrada Δ e duas saídas, uma conectada em Δ e outra em Y, que faz o isolamento galvânico entre a rede elétrica e o banco de baterias. Em cada saída, um retificador de 6 pulsos foi conectado, sendo que os dois retificadores foram conectados em série. Entre os retificadores e transformador foram alocados indutores com a finalidade de garantir que o retificador operasse na região MC2 e de colaborar na correção do fator de potência. Para o barramento CC, 4 capacitores eletrolíticos foram utilizados para manter a tensão de saída constante. A seguir, no estágio CC-CC um conversor *buck interleaved*, com dois conversores *buck* em paralelo, foi projetado com a função de controlar a corrente e a tensão de carga das baterias

Como resultados, o carregador, que foi testado apenas com cargas resistivas, suportou os níveis de tensão e de corrente

submetidos para condições nominais de operação. Os resultados referentes ao FP e à TDH foram satisfatórios, sendo que para a potência nominal apenas o valor percentual de uma componente harmônica excedeu, ligeiramente, o valor recomendado pela norma internacional IEC.

Os controladores implementados também satisfizeram a necessidade, adequando a corrente ou a tensão de saída perante perturbações de carga, razão cíclica e tensão de entrada. Porém, destaca-se que, para este nível de potência, é interessante que seja feito o controle individual das correntes em cada indutor de saída, com o intuito de não permitir que ocorra o desequilíbrio entre as mesmas

Como trabalho futuro, propõe-se a redução do peso e do volume do carregador com a aplicação de outras topologias que possam ser utilizadas para o carregamento das baterias a partir da rede elétrica trifásica.

Outra proposta, é o desenvolvimento de um BMS para que o sistema de carregamento fique completo, visto que, para carregar baterias de íon-lítio é fundamental que haja o monitoramento da tensão, da corrente e da temperatura de cada célula, além de um sistema que possa realizar a equalização, passiva ou ativa, das mesmas.

REFERÊNCIAS

AGELLER D. et al. Ultra-Fast DC-Charger Infrastructures for EV-Mobility and Future Smart Grids. **2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe).** Gothenberg, p. 1-8, 2010.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional:** PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica. Revisão 9, vigência a partir de 01/01/2018.

ANDREA, Davide, **Battery Management Systems:** for Large Lithium-Ion Battery Packs, 2011.

ASSOCIAÇÃO NACIONAL DOS FABRICANTES DE VEÍCULOS AUTOMOTORES (ANFAVEA). Disponível em: <http://www.anfavea.com.br/estatisticas-2016.html> Acesso em: 16 set. 2018.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA (ABEEÓLICA). **Boletim Anual de Geração Eólica 2017.** 2017.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA. **Capacidade Solar Instalada No Brasil Deve Saltar 115% Até O Final De 2018.** Disponível em: <http://www.absolar.org.br/noticia/noticias-externas/capacidade-solar-instalada-no-brasil-deve-saltar-115-ate-o-final-de-2018.html> Acesso em: 16 set. 2018.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DO VEÍCULO ELÉTRICO. **As Principais Tendências na Indústria Automotiva Brasileira Até 2025**. Disponível em: <http://www.abve.org.br/noticias/as-principais-tendencias-na-industria-automotiva-brasileira-ate-2025> Acesso em: 07 fev. 2018.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DO VEÍCULO ELÉTRICO. **Carros Elétricos Já Não São Mais Coisa do Futuro: A Disrupção Está Próxima.** Disponível em: <http://www.abve.org.br/noticias/carros-eletricos-ja-nao-sao-mais-coisa-do-futuro-a-disrupcao-esta-proxima> Acesso em: 07 fev. 2018.

BAI, Sanzhong; LUKIC, Srdjan M. New Method to Achieve AC Harmonic Elimination and Energy Storage Integration for 12-Pulse Diode Rectifiers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 60, n. 7, p. 2547-2554, 2013.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. Florianópolis, SC, Edição do autor, 7ª edição, 2012.

BREUCKER, Sven De. **Impact of DC-DC Converters on Li-Ion Batteries**. 2012, 308 p. Tese (Doutorado), Faculdade de Engenharia Kasteelpark Arenberg, Universidade Católica de Leuven, Leuven, Bélgica. 2012.

BUSO Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital control in power electronics.** Estados Unidos da América, 2006.

CORREIA, Tiago Augusto Lima Torres. **Sistemas de Armazenamento de Energia Integrados em Centrais Fotovoltaicas.** 2016. 103 p. Dissertação (Mestrado), Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto. 2016.

CHEN, Min; RINCON-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance**. IEEE Transactions on Energy Conversion**. v. 21, n. 2, p. 504-511, 2006.

DAI, Jiejian; LUDOIS, Daniel C. A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and a Capactive

Coupling for Small Gap Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**. v. 30, n. 11, p. 6017-6029, 2015.

DIRECTINDUSTRY. Disponível em: <http://www.directindustry.com/pt/prod/panasonic-industry-europe-gmbh/product-15208-33754.html> Acesso em: 11 jun. 2018.

DUNG, Lan-Rong; CHEN, Chieh-En; YUAN Hsiang-Fu . A Robust, Intelligent CC-CV Fast Charger for Aging Lithium Batteries. **IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE).** Santa Clara, Califórnia, p. 268-273, 2016.

ELETROPOSTOCELESC. **Sistema inteligente de carregamento de veículos elétricos.** Disponível em: <http://www.eletropostocelesc.com/> Acesso em: 13 ago. 2018.

ERB, Dylan C; ONAR, Omer C; KHALIGH, Alireza. Bi-Directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles. **2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).** Palm Springs, Califórnia, p. 2066-2072, 2010.

FERGUS, Jeffrey W. Recent developments in cathode materials for lithium ion batteries. **Journal of Power Sources.** v. 195, p. 939–954, 2010.

FRANÇA. **International Energy Agency**. Global EV Outlook 2017, jun. 2017.

FUKUDA, Shoji; OHTA, Masaaki; IWAJI Yoshitaka. An Auxiliary-Supply-Assisted Harmonic Reduction Scheme for 12-Pulse Diode Rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics.** v. 23, n. 3, p. 1270-1277, 2008.

FUNDAÇÃO DE APOIO UNIVERSITÁRIO (FAU). Relatório técnico 1/8. **Regulamentos e normas nacionais e internacionais e principais pesquisas já realizadas no Brasil e no exterior.** 2014.

GARCIA, Oscar et al. Automotive dc–dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages. **IEEE Transactions on Power Electronics.** v. 21, n. 3, p. 578–586, 2006.

GERLING, Dieter; ZELJKOVIC, Sandra; VULETIC, Radovan. An Applicability Study of LV Battery On-Board Chargers for High Power EVs. **2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)**. p. 1-8, 2014.

HAGHBIN, Saeid; THIRINGER, Torbjörn. 3.3kW Onboard Battery Chargers for Plug-in Vehicles: Specifications, Topologies and a Practical Example, International **Journal of Electronics and Electrical Engineering.** v. 4, n. 1, 2016.

HARTMANN, Michael; FRIEDLI, Thomas; KOLAR, Johann W. Three-phase unity power factor mains interfaces of high power EV battery charging systems. **Proc. Power Electronics Charging Electric Vehicles Workshop.** 2011.

KALHAMMER Fritz R. et al. Status and Prospects for Zero Emissions Vehicle Technology. **Report of the ARB Independent Expert Panel.** Sacramento, California, 2007.

KEMPTON, Willett; TOMIC Jasna. Vehicle-to-grid power fundamentals: Calculating capacity and net revenue. **Journal of Power Sources.** v. 144**,** p. 268–279, 2005.

KRAYTSBERG, A.; EIN-ELI, Y. Review on Li-air batteries - Opportunities, limitations and perspective. **Journal of Power Sources**. v. 196, n. 3, p. 886–893, 2011.

KUSHWAHA, Radha; SINGH, Bhim. An EV Battery Charger Based on PFC Sheppard Taylor Converter. **2016 National Power Systems Conference (NPSC).** Bhubaneswar, India, p. 1-6, 2016.

LAWDER, Matthew T. et al. Battery Energy Storage System (BESS) and Battery Management System (BMS) for Grid-Scale Applications. **Proceedings of the IEEE**. v. 102, n. 6, p. 1014-1030, 2014.

LINDEN, David; REDDY, Thomas B. **Handbook of Batteries**. 4ª Edição, 2011.

LU, Fei; ZHANG, Hua; MI Chris. A Review on the Recent Development of Capacitive Wireless Power Transfer Technology. **Energies 2017 Special Issue on Wireless Power Transfer and Energy Harvesting Technologies.** v. 10, n. 11, p. 1-30, 2017.

MEHL, Ewaldo Luiz de Mattos. **Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência.** 1996. 131p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1996.

MENG, Fangang et al. Effect of Phase-Shift Angle on a Delta-Connected Autotransformer Applied to a 12-Pulse Rectifier. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** v. 62, n. 8, p. 4678-4690, 2015.

MIKOLAJCZAK Celina et al. Lithium-Ion Batteries Hazard and Use Assessment. **Fire Protection Research Foundation.** Massachusetts, EUA, 2011.

MONTEIRO Vítor et al. Batteries Charging Systems for Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. In: CARMO, J. **New**

Advances in Vehicular Technology and Automotive Engineering. IntechOpen, 2012. p. 149-168.

MUKAI, Daisuke. Development of Large High-performance Lithium-ion Batteries for Power Storage and Industrial Use. **Mitsubishi Heavy Industries Technical Review.** v. 49, n. 1 ,2012.

NI, Liqin; PATTERSON, Dean J; HUDGINS Jerry L. High power current sensorless bidirectional 16-Phase interleaved DC–DC converter for hybrid vehicle application. **IEEE Transactions on Power Electronics.** v. 27, n. 3, p. 1141–1151, 2012.

OLIVER J. A. et al. Passive component analysis in interleaved buck converters. **Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04**. v. 1, p. 623–628, 2004.

PAHLEVANINEZHAD Majid et al. A novel ZVZCS full-bridge DC/DC converter used for electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics.** v. 27, n. 6, p. 2752–2769, 2012.

PANASONIC. **Panasonic Lithium Ion NCR18650PF**. Datasheet, Disponível em: <https://industrial.panasonic.com/cdbs/www-data/pdf2/ACI4000/ACI4000C12.pdf> Acesso em: 05 jun. 2018.
PATIL, Arun et al. Issue and challenges facing rechargeable thin film lithium batteries. **Materials Research Bulletin.** v. 43, p. 1913-1942, 2007.

PIRES, Igor Amariz. **Efeitos de harmônicos no sistema de distribuição e limites segundo as principais normas nacionais e internacionais – Parte III.** In: O SETOR ELÉTRICO. p. 36-41, abr. 2010.

RAY, W. F; DAVIS, R. M; WEATI-IERHOGG; I. D. The three-phase bridge rectifier with a capacitive load. **Third International**

Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives. Londres, Inglaterra, p. 153-156, 1988.

RENOVA ENERGIA. **Brasil Chega a 13 GW de Capacidade Instalada de Energia Eólica.** Disponível em: <http://www.renovaenergia.com.br/pt-br/imprensa/noticias/paginas/noticia.aspx?idn=763> Acesso em: 16 set. 2018.

ROSOLEM; Maria de Fátima N. C. et al. Bateria de lítio-íon: conceitos básicos e Potencialidades. **Cad. CPqD Tecnologia**. Campinas, SP, v. 8, n. 2, p. 59-72, 2012.

SAYED, Khairy; GABBAR, Hossam A. Electric Vehicle to Power Grid Integration Using Three-Phase Three-Level AC/DC Converter and PI-Fuzzy Controller. **Energies 2016.** v. 9, n. 532, p. 1-16, 2016.

SCHITTLER, Andressa Colvero et al. Schittler. Interleaved Buck Converter Applied to High-Power HID Lamps Supply: Design, Modeling and Control. **IEEE Transactions on Industry Applications.** v. 49, n. 4, p. 1844-1853, 2013.

SCROSATI, Bruno; GARCHE, Jürgen. Lithium batteries: Status, prospects and future. **Journal of Power Sources**. v. 195, p. 2419-2430, 2010.

SINGH, Bhim et al. A review of three-phase improved power quality ac–dc converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** v. 51, n. 3, p. 641–660, 2004.
SINGH, Bhim et al. A review of single-phase improved power quality AC–DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** v. 50, n. 5, p. 962–981, 2003.

SOEIRO, Thiago B; FRIEDLI, Thomas; KOLAR, Johann W. Three-Phase High Power Factor Mains Interface Concepts for Electric Vehicle Battery Charging Systems. **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).** Orlando, Florida, p. 2603-2610, 2012.

SOEIRO, Thiago B; FRIEDLI, Thomas; KOLAR, Johann W. SWISS Rectifier – A Novel Three-Phase Buck-Type PFC Topology for Electric Battery Charging. **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).** Orlando, Florida, p. 2617-2624, 2012.

SOEIRO, Thiago B; KOLAR, Johann W. Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two-and Three Level Unidirectional Hybrid Rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** v. 60, n. 9, p. 3589-3601, 2013.

VÄYRYNEN, Antti; SALMINEN, Justin. Lithium ion battery production. **J. Chem. Thermodynamics.** v. 46, p. 80–85, 2012.

WAKIHARA, Masataka. Recent developments in lithium ion batteries. **Materials Science and Engineering.** v. 33, n. 4, p. 109-134, 2001.

YAMADA, Ryuji et al. A Battery Charger with 3-Phase 3-Level T-Type PFC. **2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC).** Osaka, Japão, p. 1-5, 2015.

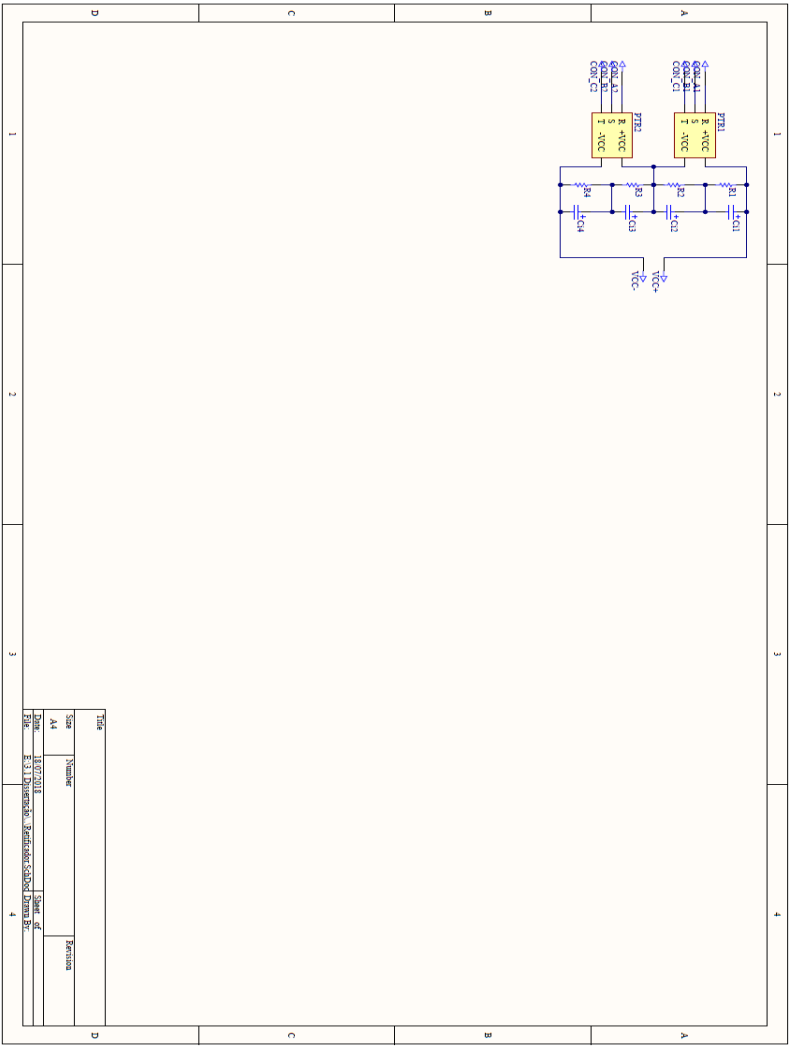
YILMAZ, Murat; KREIN, Philip T. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**. v. 28, n. 5, p. 2151-2169, 2013.

APÊNDICE A – Lista de componentes

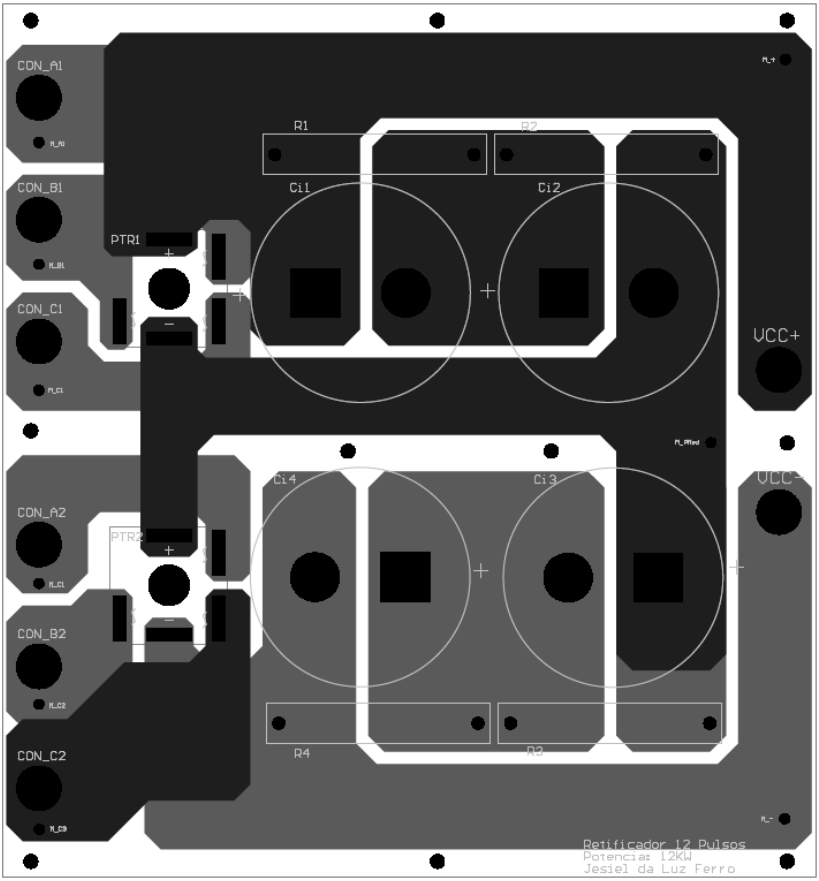
COMPONENTE	QTD	MODELO	DESCRIÇÃO
Transformador	1	-	Trifásico - 14 kW – Secundário Δ e Y
Indutor de linha	6	-	1 mH – 60Hz
Ponte retificadora	2	SKD 25-12	1200 V – 25 A
Capacitor de barramento	4	Epcos B43455-B4228-M	350 V – 2200 uF
Resistor equalização	16	-	82 kΩ - 5W
IGBT	4	IXYH10N170C	1700 V – 10 A
Diodo	2	DH40-18A	1800 V – 40 A
Indutor *buck*	2	-	3,6 mH – 20 kHz
Capacitor *buck*	4	Epcos B32923	305 Vac - 1 uF
Sensor de corrente	1	LA25NP	25 A - Saída em corrente 0 a 25 mA
Sensor de tensão	1	LV25P-SP5	1500 V - Saída em corrente 0 a 25 mA
Resistor sensor	8	-	10 kΩ - 2 W
Gate driver	1	Concept 2SC0108T	Isolado – 1700 V
Resistor R_so	1	-	56 kΩ - 1/10 W
Resistor Rg_on	4	-	22 Ω - 1/10 W
Resistor Rg_off	4	-	22 Ω - 1/10 W
Resistor RGV	2	-	22 kΩ - 1/10 W
Resistor RVCE	2	-	56 kΩ - 1/10 W
Resistor RREF	2	-	68 kΩ - 1/10 W
Diodo supressor - TVS	4	-	15 V
Capacitor Cele	5	-	25 V – 22 uF
Capacitor Ccer	2	-	25 V – 100 nF

APÊNDICE B – Layout das placas

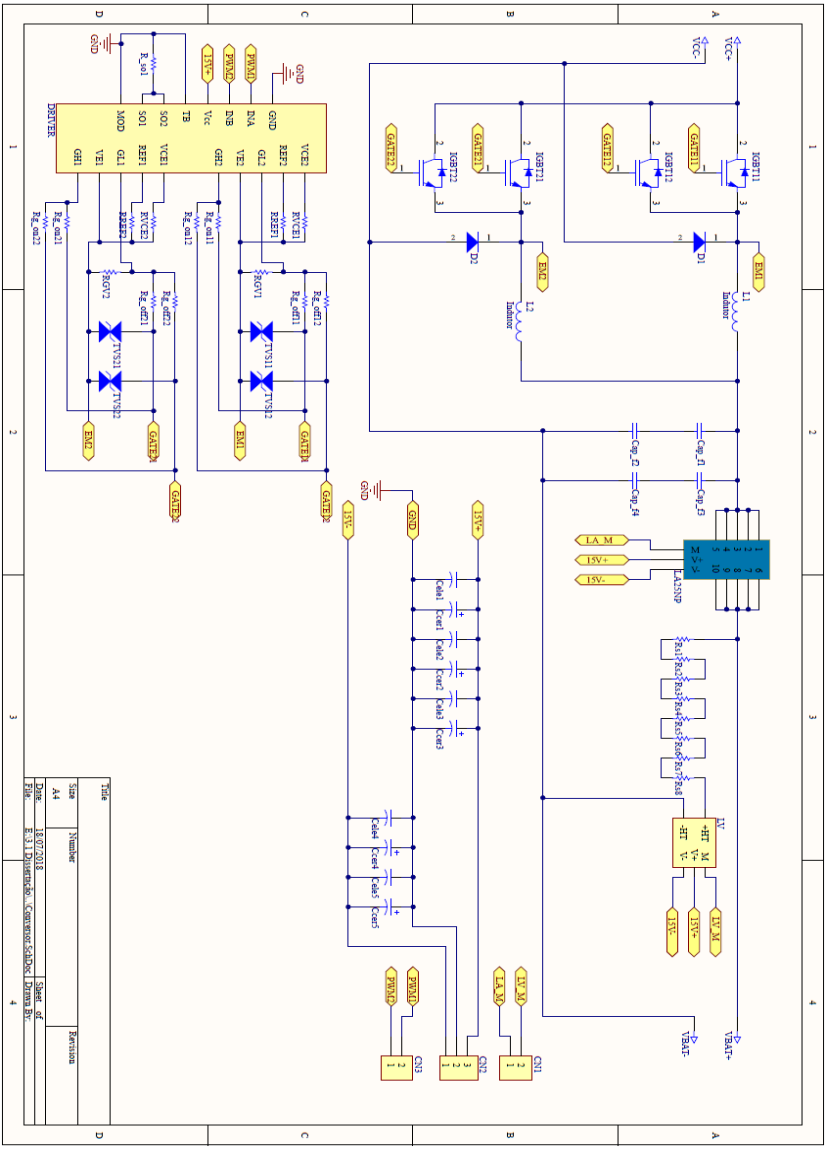
Esquemático da placa do retificador 12 pulsos.



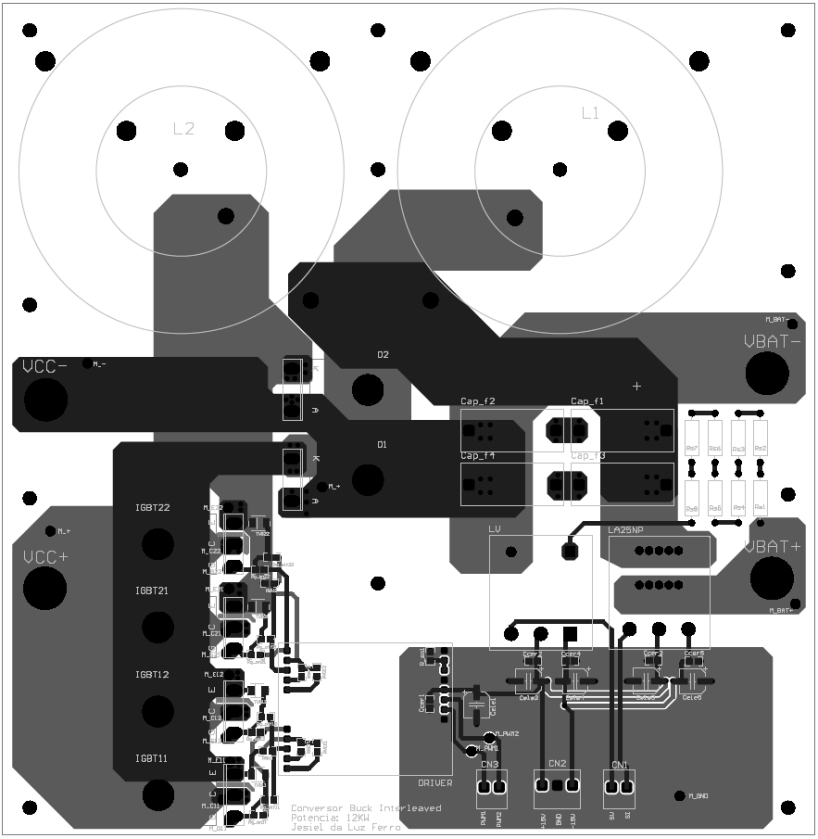
PCB da placa do retificador 12 pulsos.



Esquemático da placa do conversor *buck interleaved*.



PCB da placa do conversor *buck interleaved*.



APÊNDICE C – Planilhas de cálculos do retificador 12 pulsos

RETIFICADOR 12 PULSOS

Especificações

$P_{out} := 12000W$ Potência nominal do carregador de baterias

$V_{out_med} := 940V$ Tensão de saída total desejada do retificador 12 pulsos

$V_{cc} := 470V$ Tensão de saída desejada de um retificador trifásico

$V_{in_ef} := 220V$ Tensão de fase eficaz

$V_{in_linha_ef} := V_{in_ef} \cdot \sqrt{3} = 381.051\,V$ Tensão de linha eficaz

$V_{in_linha_ef_min} := 350V$ Tensão mínima de linha eficaz

$V_{in_linha_ef_max} := 399V$ Tensão máxima de linha eficaz

$V_{in_ef_min} := \frac{V_{in_linha_ef_min}}{\sqrt{3}} = 202.073\,V$ Tensão mínima de fase eficaz

$V_{in_ef_max} := \frac{V_{in_linha_ef_max}}{\sqrt{3}} = 230.363\,V$ Tensão máxima de fase eficaz

$V_{pk_linha} := V_{in_linha_ef} \cdot \sqrt{2} = 538.888\,V$ Tensão média de pico

$f := 60Hz$ Frequência da rede (Hz)

$w := 2 \cdot \pi \cdot f = 376.991\,\frac{1}{s}$ Frequência angular (rad/s)

$L_{in} := 1mH$ Indutor de entrada da ponte retificadora

Corrente de saída do retificador para potência nominal

$$I_{out} := \frac{P_{out}}{V_{out_med}}$$

$I_{out} = 12.766\,A$

$$R_{carga} := \frac{V_{out_med}}{I_{out}}$$

$R_{carga} = 73.633\,\Omega$

Tensão média de saída do retificador trifásico para o transformador delta

$$V_{o_med_delta} := V_{cc} = 470\,V$$

Tensão média de saída do retificador trifásico para o transformador estrela

$$V_{o_med_est} := V_{cc} = 470\,V$$

Relação de espiras do transformador Delta - Delta

$$N_{delta} := \frac{V_{o_med_delta}}{V_{pk_linha}}$$

$$N_{delta} = 0.872$$

Relação de espiras do transformador Delta - Estrela

$$N_{est} := \frac{V_{o_med_est}}{V_{pk_linha}\cdot\sqrt{3}}$$

$$N_{est} = 0.504$$

Resistor em paralelo com capacitor Ci para descarregar o capacitor e fazer o balanceamento das tensões

$$C_i := 0.0022F$$

$$\tau := R_p \cdot C$$

$$\tau := \frac{60s}{5} = 12\,s$$

$$R_p := \frac{\tau}{C_i} = 5.455 \times 10^3\,\Omega$$ Valor comercial de 5.6K

$$R_{p_utilizado} := 82000\Omega$$ Foram utilizados resistores de 82K com a finalidade de reduzir a potência dissipada. Porém o tempo de descarregamento ficou muito mais elevado

$$P_{dis_Rp} := \frac{\left(\frac{V_{out_med}}{4}\right)^2}{R_{p_utilizado}} = 0.673\,W$$

Resistor de pré-carga

$P_r := 5W$ Potência do resistor

$N_{overload} := 10$ Número de vezes que o resistor suporta a potência em um curto período de tempo (datasheet)

$P_{dr} := P_r \cdot N_{overload} = 50\,W$ Potência que o resistor suporta em um curto período de tempo

$t := 5s$ Tempo que o resistor suporta esta potência (datasheet)

$E_{5w} := P_{dr} \cdot t = 250\,J$ Energia que o resistor irá dissipar

$t_{des} := 0.5s$ Tempo desejado de pré-carga

$P_{máx} := \frac{E_{5w}}{t_{des}} = 500\,W$ Potencia máxima que o resistor irá suportar

$E_{5w2} := P_{máx} \cdot t_{des} = 250\,J$

APÊNDICE D – Planilha de cálculos da ondulação de corrente parametrizada do conversor *buck interleaved*

BUCK INTERLEAVED

Fórmula para 1 interleaved

$$\Delta iL_{b1}(D) := -D^2 + D$$

Fórmulas para 2 interleaveds

$$\Delta iL_{b2a}(D) := -2 \cdot D^2 + D$$

$$\Delta iL_{b2b}(D) := \left(-2 \cdot D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{2}\right)$$

Fórmulas para 3 interleaveds

$$\Delta iL_{b3a}(D) := -3D^2 + D$$

$$\Delta iL_{b3b}(D) := \left(-3D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{3}\right)$$

$$\Delta iL_{b3c}(D) := \left(-3D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{3}\right) + \left(2D - \frac{4}{3}\right)$$

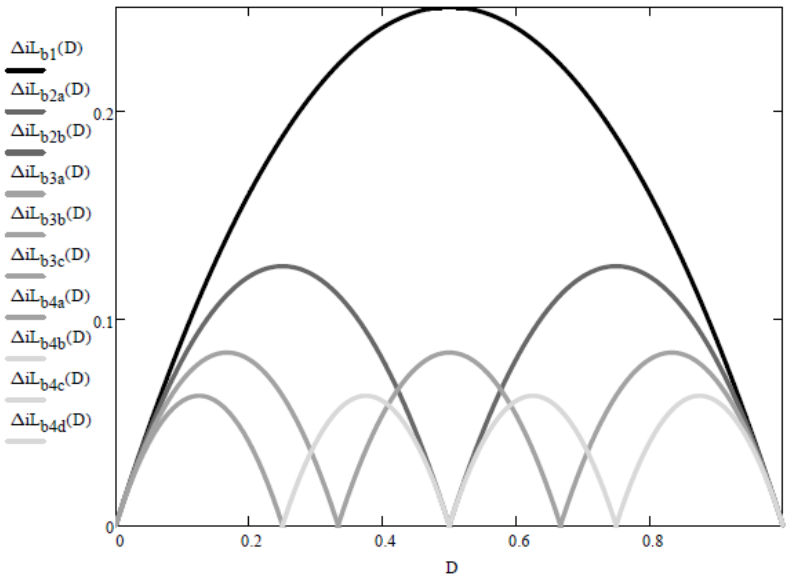
Fórmulas para 4 interleaveds

$$\Delta iL_{b4a}(D) := -4D^2 + D$$

$$\Delta iL_{b4b}(D) := \left(-4D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{4}\right)$$

$$\Delta iL_{b4c}(D) := \left(-4D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{4}\right) + \left(2D - \frac{4}{4}\right)$$

$$\Delta iL_{b4d}(D) := \left(-4D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{4}\right) + \left(2D - \frac{4}{4}\right) + \left(2D - \frac{6}{4}\right)$$



APÊNDICE E – Planilha de cálculos do conversor *buck interleaved*

CONVERSOR BUCK COM 2 INTERLEAVEDS

Especificações

$P_{nom} := 12000W$ Potência nominal

$V_{o_max} := 730.4V$ Máxima tensão de saída

$V_{o_min} := 475.2V$ Mínima tensão de saída

$V_{in_ef} := 220V$ Tensão de fase eficaz

$f_s := 20000Hz$ Frequência de chaveamento

$f_r := 60Hz$ Frequência da rede

$\Delta_{Vo} := 0.01$ Ondulação da tensão de saída (percentual)

$\Delta_{iout} := 0.1$ Ondulação da corrente no indutor (percentual)

Tensões de Linha e de Fase de entrada

$V_{in_linha_ef} := V_{in_ef} \cdot \sqrt{3} = 381.051V$ Tensão de linha eficaz

$V_{in_linha_ef_min} := 350V$ Tensão mínima de linha eficaz

$V_{in_linha_ef_max} := 399V$ Tensão máxima de linha eficaz

Variação da razão cíclica

$V_{cc_min} := 800V$ Tensão mínima do barramento CC

$V_{cc_med} := 940V$ Tensão média do barramento CC

$V_{cc_max} := 1080V$ Tensão máxima do barramento CC

Variação da razão cíclica

$$D_{max} := \frac{V_{o_max}}{V_{cc_min}} = 0.913$$

$$D_{min} := \frac{V_{o_min}}{V_{cc_max}} = 0.44$$

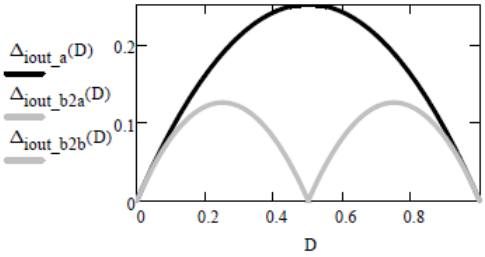
$$D_{med} := 0.75$$

$$D_{med1} := \frac{V_{o_max}}{V_{cc_med}} = 0.777$$

$$\Delta_{iout_a}(D) := -D^2 + D$$

$$\Delta_{iout_b2a}(D) := -2 \cdot D^2 + D$$

$$\Delta_{iout_b2b}(D) := \left(-2 \cdot D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{2}\right)$$



Corrente de Carga da Bateria

$$I_{out} := \frac{P_{nom}}{V_{o_max}} = 16.429\,A$$

A corrente de carga da bateria será constante

Carga Ro

$$R_{out} := \frac{V_{o_max}}{I_{out}} = 44.457\,\Omega$$

Variação Máxima da Corrente no Indutor

$$\Delta_{ioutp_max} := \left(-2 \cdot D_{med}^{\ 2} + D_{med}\right) + \left(2D_{med} - \frac{2}{2}\right) = 0.125$$

A variação máxima irá acontecer quando D for igual a 0.75

Indutor

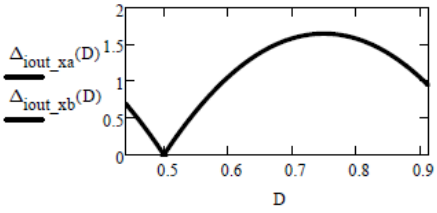
$$L_o := \frac{\Delta_{ioutp_max} \cdot V_{cc_med}}{f_s \cdot I_{out} \cdot \Delta_{iout}} = 3.576 \times 10^{-3}\,H$$

Ondulação da Corrente de Saída

$$\Delta_{iout_xa}(D) := \frac{\left(-2 \cdot D^2 + D\right) \cdot V_{cc_med}}{f_s \cdot L_o}$$

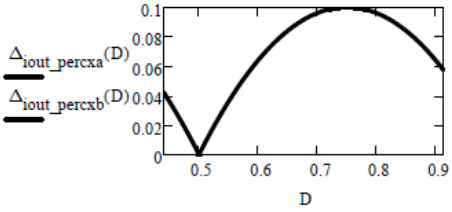
$$\Delta_{iout_xb}(D) := \frac{\left[\left(-2 \cdot D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{2}\right)\right] \cdot V_{cc_med}}{f_s \cdot L_o}$$

$$\Delta_{iout_max} := \frac{\left[\left(-2 \cdot D_{med}^{\ 2} + D_{med}\right) + \left(2D_{med} - \frac{2}{2}\right)\right] \cdot V_{cc_med}}{f_s \cdot L_o} = 1.643\,A$$



$$\Delta_{iout_percxa}(D) := \frac{\left(-2\cdot D^2 + D\right)\cdot V_{cc_med}}{f_s\cdot L_o\cdot I_{out}}$$ Percentual de ondução

$$\Delta_{iout_percxb}(D) := \frac{\left[\left(-2\cdot D^2 + D\right) + \left(2D - \frac{2}{2}\right)\right]\cdot V_{cc_med}}{f_s\cdot L_o\cdot I_{out}}$$



Corrente no indutor

$$N_{int} := 2$$

$$I_L := \frac{I_{out}}{N_{int}} = 8.215\ A$$

Corrente de pico

$$I_p := \frac{I_{out}\cdot\Delta_{iout}}{2} + I_{out} = 17.251\ A$$

Capacitor de saída

$$C_o := \frac{V_{cc_med}}{128\cdot f_s^{\,2}\cdot L_o\cdot\left(V_{o_max}\cdot\Delta_{Vo}\right)} = 702.926\times 10^{-9}\ F$$

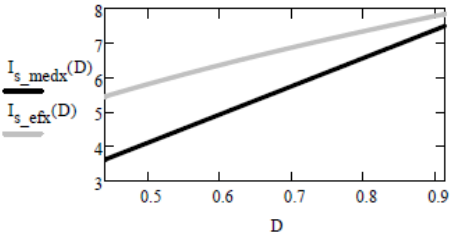
Corrente Média e Eficaz na Chave

$$I_{s_med} := I_L\cdot D_{max} = 7.5\ A$$

$$I_{s_ef} := I_L\cdot\sqrt{D_{max}} = 7.849\ A$$

$$I_{s_medx}(D) := I_L \cdot D$$

$$I_{s_efx}(D) := I_L \cdot \sqrt{D}$$



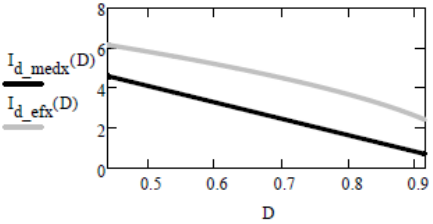
Corrente Média e Eficaz no Diodo

$$I_{d_med} := I_L \cdot (1 - D_{min}) = 4.6\,A$$

$$I_{d_ef} := I_L \cdot \sqrt{(1 - D_{min})} = 6.147\,A$$

$$I_{d_medx}(D) := I_L \cdot (1 - D)$$

$$I_{d_efx}(D) := I_L \cdot \sqrt{(1 - D)}$$



Corrente Eficaz no Capacitor de Saída

$$y(t) := \frac{2 \cdot \Delta_{iout_max} \cdot t}{D_{med} \cdot T} - \frac{\Delta_{iout_max}}{2}$$

$$y2(t) := \frac{\Delta_{iout_max}}{\frac{T}{2} \cdot (D_{med} - 1)} \cdot t - \frac{\Delta_{iout_max}}{2} - \frac{\Delta_{iout_max}}{(D_{med} - 1)}$$

$$I_{Co_ef} := \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \left(\int_0^{D_{med} \cdot \frac{T}{2}} y(t)^2\,dt + \int_{D_{med} \cdot \frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} y2(t)^2\,dt \right)} = 0.474\,A$$

APÊNDICE F – Planilha de cálculos das perdas nos semicondutores

PERDAS NOS SEMICONDUTORES

1 - PERDAS NOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA

$I_{d_ponte_med} := 4.34A$ Corrente média no diodo da ponte retificadora, obtida por siulação na potência nominal

$I_{d_ponte_ef} := 8.28A$ Corrente eficaz no diodo da ponte retificadora, obtida por siulação na potência nominal

A ponte retificadora escolhida para o projeto foi a SKD 25/12 (SEMIKRON)

1.1 - Perdas de condução

$V_{TO_ponte} := 0.85V$

$r_{T_ponte} := 0.012\Omega$

$P_{diodo_ponte_cond} := V_{TO_ponte} \cdot I_{d_ponte_med} + r_{T_ponte} \cdot I_{d_ponte_ef}^{2} = 4.512\,W$

1.2 - Perdas de comutação

As perdas de comutação são insignificantes, já que a frequência é baixa

1.3 - Total de perdas

$P_{diodos_total} := P_{diodo_ponte_cond} \cdot 12 = 54.14\,W$

$P_{ponte_ret} := P_{diodo_ponte_cond} \cdot 6 = 27.07\,W$

1.4 - Dissipadores

$T_{j_ponte} - T_{a_ponte} := P_{ponte_ret} \cdot (R_{jc_ponte} + R_{cd_ponte} + R_{da_ponte})$

$T_{j_ponte} := 100K$ Temperatura de junção

$T_{a_ponte} := 40K$ Temperatura ambiente

$R_{jc_ponte} := 1.75K \cdot W^{-1}$ Resistência térmica junção-capsula

$R_{cd_ponte} := 0.15K \cdot W^{-1}$ Resistência térmica capsula-dissipador

$T_{d_ponte} := T_{j_ponte} - (R_{jc_ponte} + R_{cd_ponte}) \cdot P_{diodo_ponte_cond} = 91.428\,K$

$$R_{da} := \frac{T_{j_ponte} - T_{a_ponte}}{P_{ponte_ret}} - R_{jc_ponte} - R_{cd_ponte} = 0.316\,\frac{s^3 \cdot K}{m^2 \cdot kg}$$

Resistência térmica dissipador-ambiente

$T_{c_ponte} := T_{j_ponte} - P_{ponte_ret} \cdot R_{jc_ponte} = 52.627\,K$

2 - PERDAS NOS IGBTS DO CONVERSOR BUCK

$I_{s_med4} := \frac{7.502}{2} A$ Corrente média no IGBT do conversor buck, obtida através de cálculos e confimado com simulações

$I_{s_ef4} := \frac{7.85}{2} A$ Corrente eficaz no IGBT do conversor buck, obtida através de cálculos e confimado com simulações

A corrente foi dividida por dois, pois serão usados dois IGBTs em paralelo

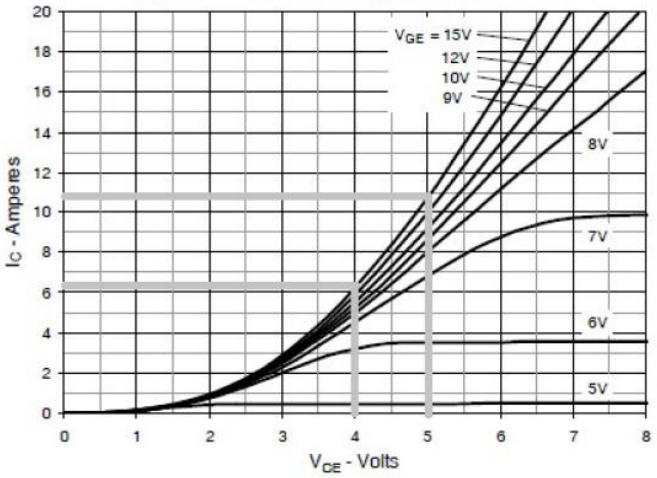
2.1 - Perdas de condução

$U_{CE0_IGBT4} := 3V$ Valor encontrado aproximando o gráfico com VGE de 15V por uma reta

$r_{C_IGBT4} := 0.222\Omega$ Valor encontrado através do gráfico, fazendo ΔUCE/ΔIc

$P_{CT4} := U_{CE0_IGBT4} \cdot I_{s_med4} + r_{C_IGBT4} \cdot I_{s_ef4}^{2} = 14.673\,W$

Fig. 3. Output Characteristics @ $T_J = 150°C$

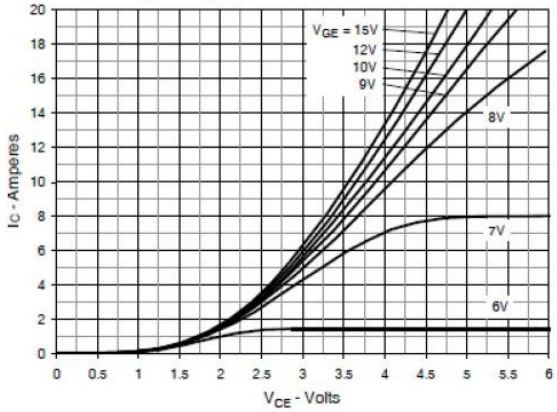


$\Delta UCE4 := 1 = 1$

$\Delta Ic4 := 4.5 = 4.5$

$r_{C4} := \frac{\Delta UCE4}{\Delta Ic4} = 0.222$

Fig. 1. Output Characteristics @ T_J = 25°C



As perdas de condução do diodo são consideradas nulas, pois o IGBT irá operar de forma unidirecional

$U_{D0_IGBT4} := 0V$

$r_{D_IGBT4} := 0\Omega$

$P_{CD4} := U_{D0_IGBT4} \cdot I_{s_med4} + r_{D_IGBT4} \cdot I_{s_ef4}^{2} = 0$

$P_{IGBT_cond4} := P_{CT4} + P_{CD4} = 14.673\,W$

2.2 - Perdas de comutação

$f_{s4} := 20000Hz$

$V_{CE_max4} := 940V$

$t_{d_on4} := 15 \cdot 10^{-9} s$

$t_{r4} := 6 \cdot 10^{-9} s$

$t_{d_off4} := 166 \cdot 10^{-9} s$

$t_{f4} := 94 \cdot 10^{-9} s$

$t_{on4} := t_{d_on4} + t_{r4} = 2.1 \times 10^{-8} s$

$t_{off4} := t_{d_off4} + t_{f4} = 2.6 \times 10^{-7} s$

$$P_{IGBT_com4} := \frac{f_{s4}}{2}\left(t_{on4} + t_{off4}\right) \cdot I_{s_ef4} \cdot V_{CE_max4} = 10.367\,W$$

2.3 - Total de perdas

$P_{IGBT_total4} := P_{IGBT_cond4} + P_{IGBT_com4} = 25.041\,W$

2.4 - Dissipadores

$T_{j_IGBT} - T_{a_IGBT} := P_{IGBT_total}\cdot\left(R_{jc_IGBT} + R_{cd_IGBT} + R_{da_IGBT}\right)$

$T_{j_IGBT4} := 100K$ Temperatura de junção

$T_{a_IGBT4} := 40K$ Temperatura ambiente

$R_{jc_IGBT4} := 0.53K\cdot W^{-1}$ Resistência térmica junção-capsula

$R_{cd_IGBT4} := 0.21K\cdot W^{-1}$ Resistência térmica capsula-dissipador

$R_{da_IGBT4} := \frac{T_{j_IGBT4} - T_{a_IGBT4}}{P_{IGBT_total4}} - R_{jc_IGBT4} - R_{cd_IGBT4} = 1.656\,\frac{s^3\cdot K}{m^2\cdot kg}$ Resistência térmica dissipador-ambiente

$T_{d_IGBT4} := T_{j_IGBT4} - \left(R_{jc_IGBT4} + R_{cd_IGBT4}\right)\cdot P_{IGBT_total4} = 81.47K$

$T_{c_IGBT4} := T_{j_IGBT4} - P_{IGBT_total4}\cdot R_{jc_IGBT4} = 86.729K$

3 - PERDAS NOS DIODOS DO CONVERSOR BUCK DH4018A (Fast Recovery)

$I_{d_med3} := 4.607A$ Corrente média no diodo do conversor buck, obtida através de cálculos e confirmado com simulações

$I_{d_ef3} := 6.152A$ Corrente eficaz no diodo do conversor buck, obtida através de cálculos e confirmado com simulações

3.1 - Perdas de condução

$V_{F0_diodo3} := 1.38V$ Datasheet

$r_{F_diodo3} := 0.0175\Omega$

$P_{diodo_cond3} := V_{F0_diodo3}\cdot I_{d_med3} + r_{F_diodo3}\cdot I_{d_ef3}^{2} = 7.02\,W$

3.2 - Perdas de comutação

$t_{rr3} := 300\cdot 10^{-9}s$ Datasheet

$I_{RM3} := 10A$

$f_s := 20000Hz$

$V_{CE_max} := 940V$

$P_{diodo_com3} := \frac{f_s}{2}t_{rr3}\cdot I_{RM3}\cdot V_{CE_max} = 28.2\,W$

3.3 - Total de perdas

$P_{diodo_total3} := P_{diodo_cond3} + P_{diodo_com3} = 35.22\,W$

3.4 - Dissipadores

$T_{j_diodo} - T_{a_diodo} := P_{diodo_total} \cdot (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$

$T_{j_diodo3} := 100K$ Temperatura de junção

$T_{a_diodo3} := 40K$ Temperatura ambiente

$R_{jc_diodo3} := 0.45\Delta°C \cdot W^{-1}$ Resistência térmica junção-capsula

$R_{cd_diodo3} := 0.25\Delta°C \cdot W^{-1}$ Resistência térmica capsula-dissipador

$$R_{da_diodo3} := \frac{T_{j_diodo3} - T_{a_diodo3}}{P_{diodo_total3}} - R_{jc_diodo3} - R_{cd_diodo3} = 1.004 \frac{s^3 \cdot K}{m^2 \cdot kg}$$

Resistência térmica dissipador-ambiente

$T_{d_diodo3} := T_{j_diodo3} - (R_{jc_diodo3} + R_{cd_diodo3}) \cdot P_{diodo_total3} = 75.346\,K$

$T_{c_diodo3} := T_{j_diodo3} - P_{diodo_total3} \cdot R_{jc_diodo3} = 84.151\,K$

4 - Dissipadores

Escolher Td minimo - Verificar o Td dos componentes e escolher o menor valor para encontrar a resitencia térmica do dissipador

$$R_{dis_ret} := \frac{T_{d_ponte} - T_{a_ponte}}{(P_{ponte_ret} \cdot 2)} = 0.95 \frac{s^3 \cdot K}{m^2 \cdot kg}$$

Resistência térmica do dissipador do retificador

$$R_{dis_conv} := \frac{T_{d_diodo3} - T_{a_diodo3}}{(P_{diodo_total3} \cdot 2) + (P_{IGBT_total4} \cdot 4)} = 0.207 \frac{s^3 \cdot K}{m^2 \cdot kg}$$

Resistência térmica do dissipador do conversor

APÊNDICE G – Planilha de projeto do controlador de corrente

CONTROLADOR DE CORRENTE

ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

$V_{cc} := 940$ Tensão de Entrada

$f_s := 20000$ Frequência de chaveamento

$f_r := 60$ Frequencia da rede

$L_o := 1.8 \cdot 10^{-3}$ Indutância de saída

$C_o := 1 \cdot 10^{-6}$ Capacitância de saída

$R_o := 44.457$ Carga

$j := \sqrt{-1}$

GANHO DO SENSOR DE CORRENTE

$$G_{MI} := 1$$

GANHO DO PWM

$$G_{PWM} := 1$$

PLANTA DO FILTRO PASSA BAIXA

$R_{1_cond} := 1000$

$R_{2_cond} := 1000$

$C_{1_cond} := 0.01 \cdot 10^{-6}$

$C_{2_cond} := 0.01 \cdot 10^{-6}$

$T_a := \frac{1}{40000}$

$$G_{cond}(\omega) := \frac{\frac{1}{R_{1_cond} \cdot R_{2_cond} \cdot C_{1_cond} \cdot C_{2_cond}}}{\omega^2 \cdot j^2 + \frac{1}{C_{1_cond}} \cdot \left(\frac{1}{R_{1_cond}} + \frac{1}{R_{2_cond}} \right) \cdot \omega \cdot j + \frac{1}{R_{1_cond} \cdot R_{2_cond} \cdot C_{1_cond} \cdot C_{2_cond}}}$$

PLANTA DO FILTRO PASSA BAIXA

$$H_{amost}(\omega) := \frac{2 - 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}{2 + 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}$$

PLANTA DA CORRENTE DE SAÍDA

$$H_i(\omega) := \frac{V_{cc}}{j \cdot \omega \cdot L_o}$$

FTMA

$$FTMA(\omega) := H_i(\omega) \cdot G_{MI} \cdot G_{PWM} \cdot G_{cond}(\omega) \cdot H_{amost}(\omega)$$

$$G_{FTMA}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTMA(\omega)|)$$

$$\phi_{FTMA}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTMA(\omega))$$

Diagrama de Módulo da FTMA

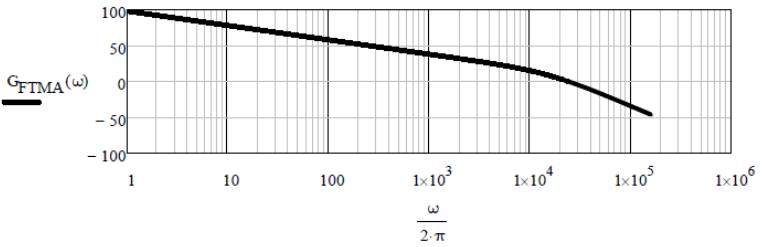
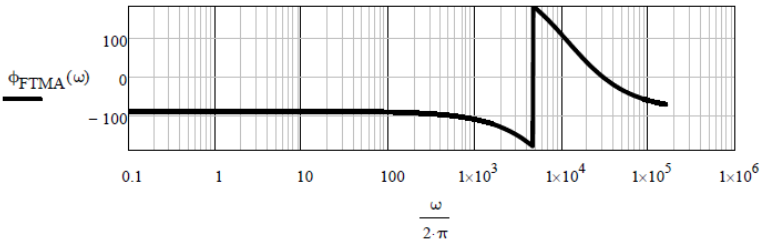


Diagrama de Fase da FTMA



PROJETO DO CONTROLADOR

Escolha da Frequência de Corte

$$f_c := \frac{f_s}{12} = 1.667 \times 10^3 \qquad \omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c = 1.047 \times 10^4$$

Frequência de Corte para o FTMAc

Escolha da Margem de Fase

$$M_F := \frac{\pi}{180}\cdot 40 = 0.698$$

$$\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan\left(M_F - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTMA\left(\omega_c\right)\right)\right)} = 2.968 \times 10^{3}$$

$$K_p := \frac{\omega_c}{\sqrt{\left(\omega_c^{\,2} + \omega_z^{\,2}\right)}\cdot\left|FTMA\left(\omega_c\right)\right|}$$

$$\tau := \frac{1}{\omega_z} = 336.877 \times 10^{-6}$$

$$C_I(\omega) := K_p\cdot\frac{\left(\omega\cdot j + \omega_z\right)}{\omega\cdot j}$$

$$K_p = 0.02$$

$$G_{CI}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|C_I(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{CI}(\omega) := \frac{180}{\pi}\arg\left(C_I(\omega)\right)$$

Diagrama de Módulo do CI

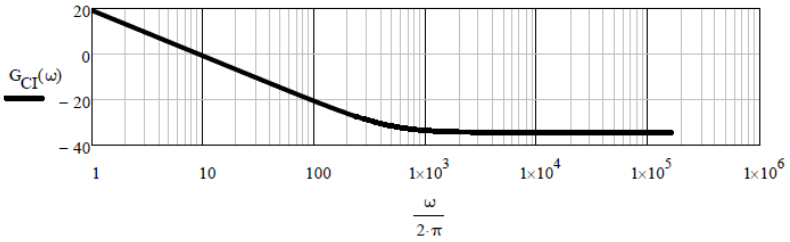
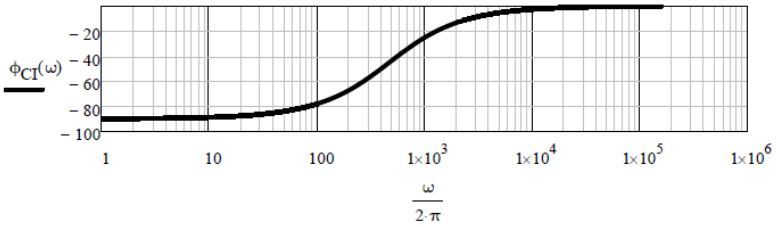


Diagrama de Fase do CI



$$FTMA_C(\omega) := H_i(\omega)\cdot G_{MI}\cdot G_{PWM}\cdot G_{cond}(\omega)\cdot H_{amost}(\omega)\cdot C_I(\omega)$$

$$G_{FTMAC}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|FTMA_C(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{FTMAC}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg\left(FTMA_C(\omega)\right)$$

Diagrama do Módulo da FTMA compensada

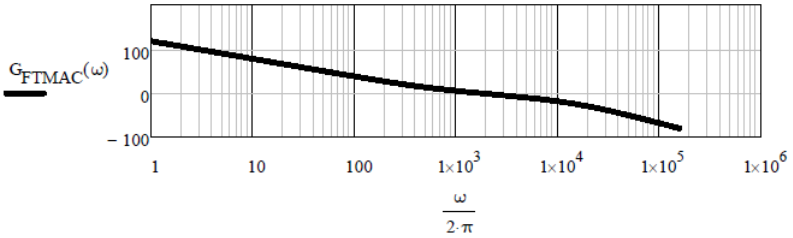
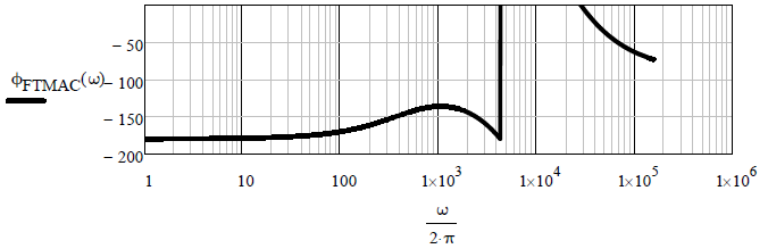


Diagrama de Fase da FTMA compensada



APÊNDICE H – Planilha de projeto do controlador de tensão

CONTROLADOR DE TENSÃO

ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

$V_{cc} := 940$ Tensão de Entrada

$f_s := 20000$ Frequência de chaveamento

$f_r := 60$ Frequencia da rede

$L_o := 1.8 \cdot 10^{-3}$ Indutância de saída

$C_o := 1 \cdot 10^{-6}$ Capacitância de saída

$R_o := 44.457$ Carga

$j := \sqrt{-1}$

GANHO DO SENSOR DE TENSÃO

$G_{MV} := 1$

GANHO DO PWM

$G_{PWM} := 1$

PLANTA DO FILTRO PASSA BAIXA

$R_{1_cond} := 1000$

$R_{2_cond} := 1000$

$C_{1_cond} := 0.01 \cdot 10^{-6}$

$C_{2_cond} := 0.01 \cdot 10^{-6}$

$T_a := \frac{1}{40000}$

$$G_{cond}(\omega) := \frac{\frac{1}{R_{1_cond} \cdot R_{2_cond} \cdot C_{1_cond} \cdot C_{2_cond}}}{\omega^2 \cdot j^2 + \frac{1}{C_{1_cond}} \cdot \left(\frac{1}{R_{1_cond}} + \frac{1}{R_{2_cond}} \right) \cdot \omega \cdot j + \frac{1}{R_{1_cond} \cdot R_{2_cond} \cdot C_{1_cond} \cdot C_{2_cond}}}$$

PLANTA DO FILTRO PASSA BAIXA

$$H_{amost}(\omega) := \frac{2 - 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}{2 + 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}$$

PLANTA DA TENSÃO DE SAÍDA

$$H_v(\omega) := \frac{V_{cc}}{\omega^2 \cdot j^2 \cdot L_o \cdot C_o + \frac{\omega \cdot j \cdot L_o}{R_o} + 1}$$

FTMA

$$FTMA_v(\omega) := G_{MV} \cdot G_{PWM} \cdot H_{amost}(\omega) \cdot G_{cond}(\omega) \cdot H_v(\omega)$$

$$G_{FTMAv}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left|FTMA_v(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{FTMAv}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg\left(FTMA_v(\omega)\right)$$

Diagrama de Módulo da FTMA

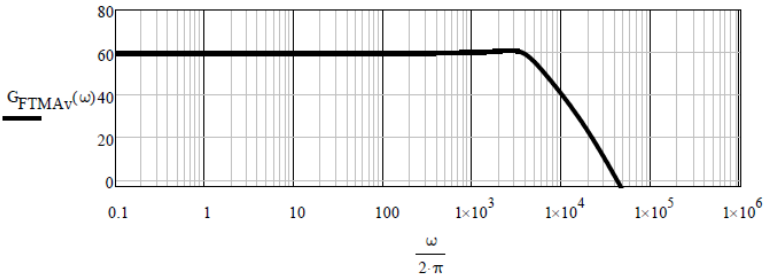
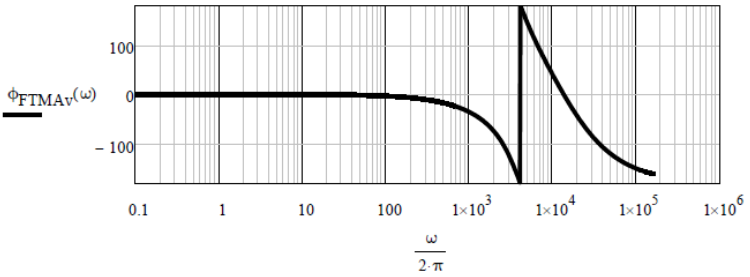


Diagrama de Fase da FTMA



PROJETO DO CONTROLADOR

Escolha da Frequência de Corte

$$f_{c2} := 700 \qquad \omega_{c2} := 2 \cdot \pi \cdot f_{c2} = 4.398 \times 10^3$$

Escolha da Margem de Fase

$$M_{F2} := \frac{\pi}{180}\cdot 90 = 1.571$$

$$\omega_{z2} := \frac{\omega_{c2}}{\tan\left(M_{F2} - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTMA_v(\omega_{c2})\right)\right)} = 9.467 \times 10^3$$

$$\tau 2 := \frac{1}{\omega_{z2}} = 105.630921 \times 10^{-6}$$

$$K_{p2} := \frac{\omega_{c2}}{\sqrt{\omega_{c2}^{\ 2} + \omega_{z2}^{\ 2}}\cdot\left|FTMA_v(\omega_{c2})\right|}$$

$$K_{p2} = 440.776989 \times 10^{-6}$$

$$C_v(\omega) := K_{p2}\cdot\frac{(\omega\cdot j + \omega_{z2})}{\omega\cdot j}$$

$$G_{Cv}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|C_v(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{Cv}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg\left(C_v(\omega)\right)$$

Diagrama de Módulo do CV

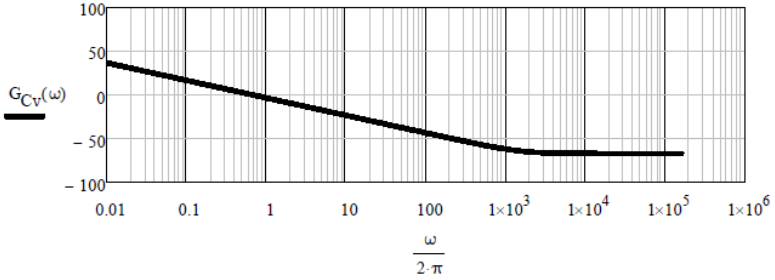
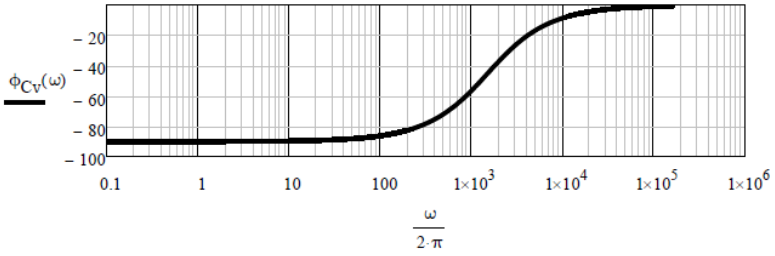


Diagrama de Fase do CV



$$FTMA_C(\omega) := H_v(\omega) \cdot G_{MV} \cdot G_{PWM} \cdot G_{cond}(\omega) \cdot H_{amost}(\omega) \cdot C_v(\omega)$$

$$G_{FTMAC}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left|FTMA_C(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{FTMAC}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(FTMA_C(\omega)\right)$$

Diagrama de Módulo da FTMA compensada

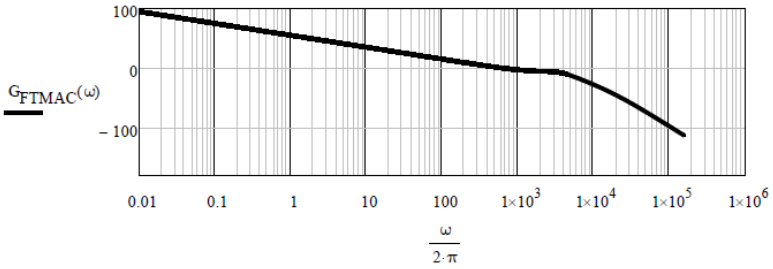
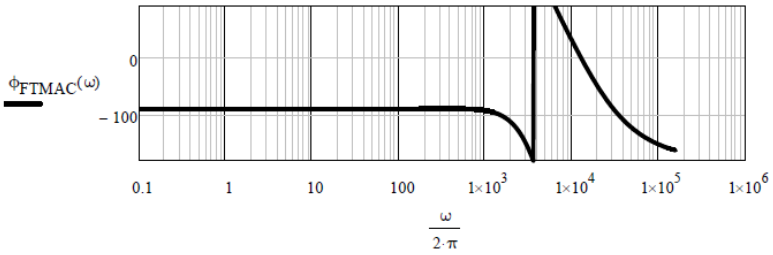


Diagrama de Módulo da FTMA compensada



APÊNDICE I – Planilha de projeto do controlador de tensão para resistência de saída de (Ro x 100)

CONTROLADOR DE TENSÃO

ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

$V_{cc} := 940$ Tensão de Entrada

$f_s := 20000$ Frequência de chaveamento

$f_r := 60$ Frequencia da rede

$L_o := 1.8 \cdot 10^{-3}$ Indutância de saída

$C_o := 1 \cdot 10^{-6}$ Capacitância de saída

$R_o := 44.457 \cdot 100$ Carga

$j := \sqrt{-1}$

GANHO DO SENSOR DE TENSÃO

$G_{MV} := 1$

GANHO DO PWM

$G_{PWM} := 1$

PLANTA DO FILTRO PASSA BAIXA

$R_{1_cond} := 1000$

$R_{2_cond} := 1000$

$C_{1_cond} := 0.01 \cdot 10^{-6}$

$C_{2_cond} := 0.01 \cdot 10^{-6}$

$T_a := \frac{1}{40000}$

$$G_{cond}(\omega) := \frac{\frac{1}{R_{1_cond} \cdot R_{2_cond} \cdot C_{1_cond} \cdot C_{2_cond}}}{\omega^2 \cdot j^2 + \frac{1}{C_{1_cond}} \cdot \left(\frac{1}{R_{1_cond}} + \frac{1}{R_{2_cond}} \right) \cdot \omega \cdot j + \frac{1}{R_{1_cond} \cdot R_{2_cond} \cdot C_{1_cond} \cdot C_{2_cond}}}$$

PLANTA DO FILTRO PASSA BAIXA

$$H_{amost}(\omega) := \frac{2 - 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}{2 + 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}$$

PLANTA DA TENSÃO DE SAÍDA

$$H_v(\omega) := \frac{V_{cc}}{\omega^2 \cdot j^2 \cdot L_o \cdot C_o + \frac{\omega \cdot j \cdot L_o}{R_o} + 1}$$

FTMA

$$FTMA_v(\omega) := G_{MV} \cdot G_{PWM} \cdot H_{amost}(\omega) \cdot G_{cond}(\omega) \cdot H_v(\omega)$$

$$G_{FTMAv}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left|FTMA_v(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{FTMAv}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg\left(FTMA_v(\omega)\right)$$

Diagrama de Módulo da FTMA

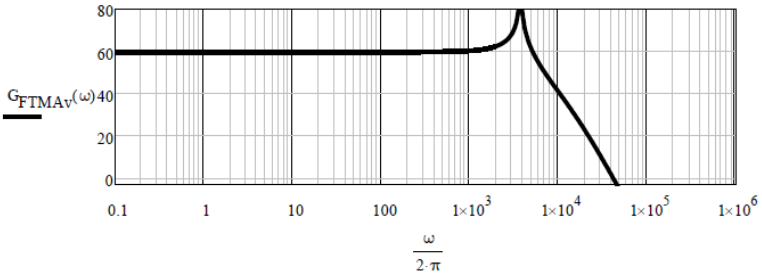
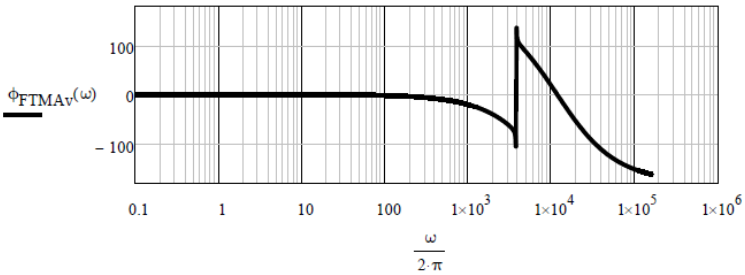


Diagrama de Fase da FTMA



PROJETO DO CONTROLADOR

Escolha da Frequência de Corte

$f_{c2} := 50$ $\omega_{c2} := 2 \cdot \pi \cdot f_{c2} = 314.159$

Escolha da Margem de Fase

$$M_{F2} := \frac{\pi}{180}\cdot 90 = 1.571$$

$$\omega_{z2} := \frac{\omega_{c2}}{\tan\left(M_{F2} - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTMA_v(\omega_{c2})\right)\right)} = 17.268 \times 10^3$$

$$\tau 2 := \frac{1}{\omega_{z2}} = 57.910846 \times 10^{-6}$$

$$K_{p2} := \frac{\omega_{c2}}{\sqrt{\omega_{c2}^2 + \omega_{z2}^2}\cdot\left|FTMA_v(\omega_{c2})\right|}$$

$$K_{p2} = 19.34805 \times 10^{-6}$$

$$C_v(\omega) := K_{p2}\cdot\frac{(\omega\cdot j + \omega_{z2})}{\omega\cdot j}$$

$$G_{Cv}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|C_v(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{Cv}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg\left(C_v(\omega)\right)$$

Diagrama de Módulo do CV

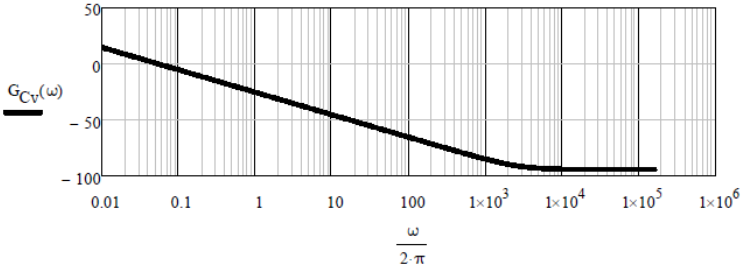
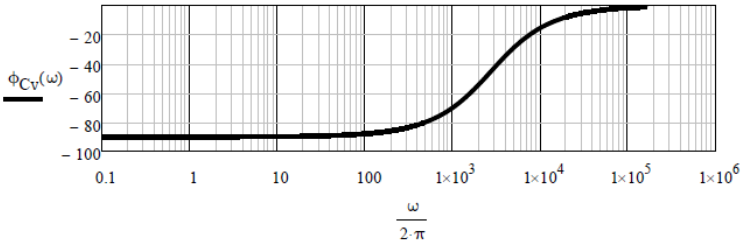


Diagrama de Fase do CV



$$FTMA_C(\omega) := H_v(\omega) \cdot G_{MV} \cdot G_{PWM} \cdot G_{cond}(\omega) \cdot H_{amost}(\omega) \cdot C_v(\omega)$$

$$G_{FTMAC}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left|FTMA_C(\omega)\right|\right)$$

$$\phi_{FTMAC}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(FTMA_C(\omega)\right)$$

Diagrama de Módulo da FTMA compensada

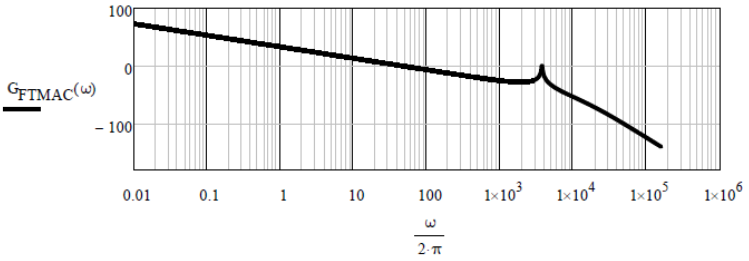
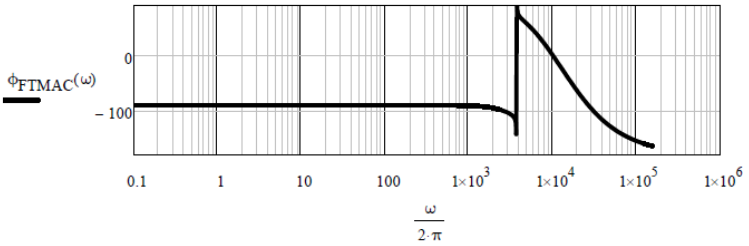
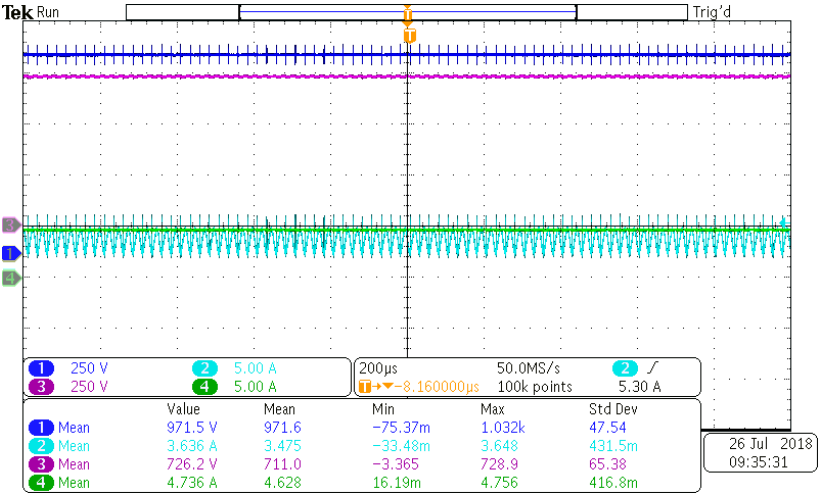


Diagrama de Módulo da FTMA compensada

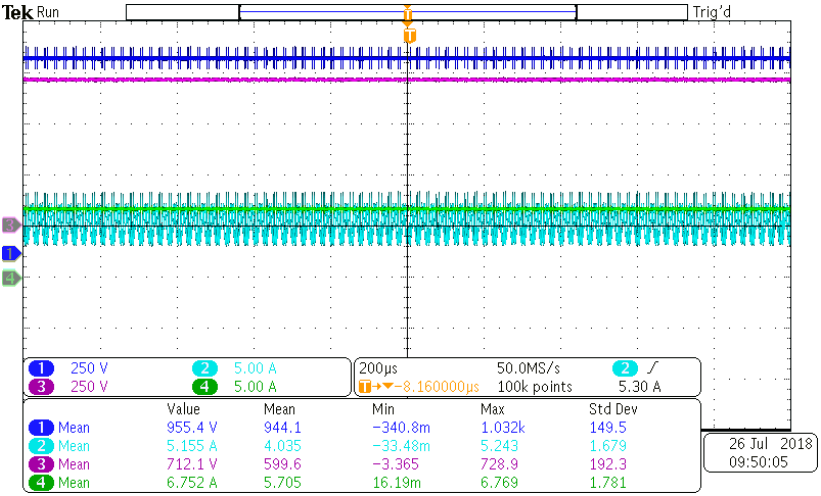


APÊNDICE J – Experimentos com o carregador operando em malha aberta e com diferentes configurações de carga na saída

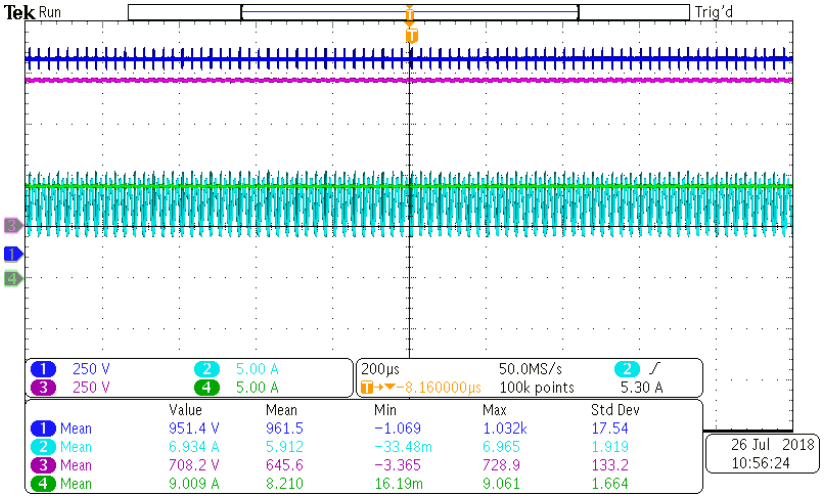
Conversor operando com 29% da potência nominal (3,5 kW).



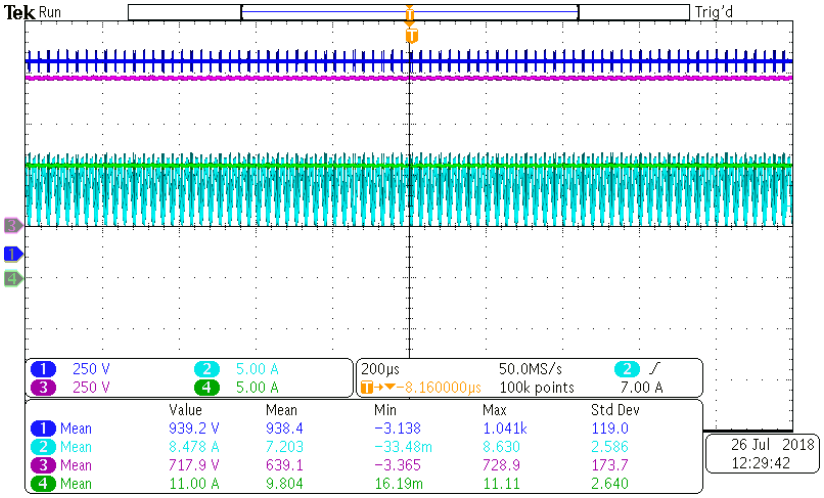
Conversor operando com 41% da potência nominal (4,9 kW).



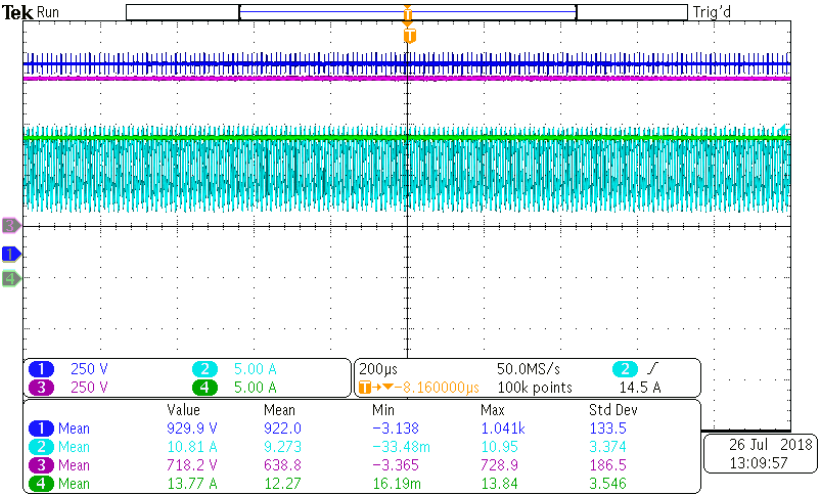
Conversor operando com 55% da potência nominal (6,6 kW).



Conversor operando com 66% da potência nominal (8 kW).



Conversor operando com 84% da potência nominal (10 kW).



Conversor operando com 100% da potência nominal (12 kW).

