Natan Bernardo Nicolli

CARREGADOR RÁPIDO DE BATERIA PARA BATERIA DE ÍON-LÍTIO PARA APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS

Florianópolis
2019

Natan Bernardo Nicolli

CARREGADOR RÁPIDO DE BATERIA PARA BATERIA DE ÍON – LÍTIO PARA APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ivo Barbi, Ing.

Florianópolis
2019

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

Nicolli, Natan Bernardo
Carregador rápido de bateria para bateria de íon lítio para aplicações automotivas / Natan Bernardo Nicolli ; orientador, Ivo Barbi, 2019.
245 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Carregador de baterias. 3. Ônibus elétrico. 4. Conversor buck boost não-inversor interleaved. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Natan Bernardo Nicolli

CARREGADOR RÁPIDO DE BATERIA PARA BATERIA DE ÍON – LÍTIO PARA APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina

Florianópolis, 27 de março de 2019.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchoa-Filho, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

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

Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.
Instituto Federal de Educação, Ciências e Tecnologia de Santa Catarina

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus pais
e ao meu irmão.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela vida.

Ao meu pai, Nilo Nicolli, e minha mãe, Adriana Czarnobai, que sempre me apoiaram em todas as minhas decisões e dedicaram a maior parte das suas vidas para que nada faltasse a mim e meu irmão. Ao meu irmão, Kelvin Renan Nicolli, pela parceria de sempre, pelo apoio e conselhos durantes as dificuldades.

Agradeço a minha namorada, Nicole, por todo seu apoio, respeito e compreensão durante todo o mestrado.

Ao professor Ivo Barbi, pela disponibilidade, compreensão, organização e sabedoria que foram fundamentais no desenvolvimento e conclusão deste trabalho. Obrigado pelo privilégio de ter sido seu orientado.

Aos membros da banca, professor André Luís Kirsen, Clóvis Antônio Petry e Telles Brunelli Lazzarin por aceitarem o convite para participar da banca examinadora, bem como a dedicação na correção da minha dissertação e pelos conselhor que contribuíram para o enriquecimento do trabalho.

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

Aos meus amigos, colegas de curso e de laboratório, Glauber de Freitas Lima, Guilherme Martins Leandro, Jesiel da Luz Ferro, João Martins, Kaio Cesar Maciel Nascimento, Leonardo Freire Pacheco, Tallys Lins de Almeida e Ygor Marca. Além do apoio técnico, agradeço por tornarem o aprendizado durante o mestrado mais descontraído. Vocês foram fundamentais para que eu chegasse até a conclusão deste trabalho.

Aos professores do INEP, pelo ensinamento durante o período das disciplinas.

À equipe Fotovoltaica UFSC, por todo o apoio fornecido.

À ENGIE, pelo financiamento do projeto.

Ao CNPq, pela bolsa de pesquisa disponibilizada.

Ao departamento de pós-graduação de engenharia elétrica da UFSC.

“O sucesso é a soma de pequenos esforços repetidos dia após dia.”
(Robert Collier)

RESUMO

Esta dissertação apresenta a proposta de um carregador rápido com fluxo unidirecional para realizar a transferência de energia entre dois bancos de baterias de íon-lítio, sendo a potência nominal do conversor de $12\ \text{kW}$. O carregador em questão opera de forma a elevar ou rebaixar sua tensão de saída em relação a sua tensão de entrada, sendo este um conversor buck-boost não-inversor com quatro módulos em paralelo, operando no modo de condução contínua. Utiliza-se uma técnica de defasagem dos pulsos de comandos dos interruptores, conhecida como *interleaved*, com o intuito de reduzir as ondulações de corrente e tensão sobre os elementos reativos do conversor e, consequentemente os seus volumes, além de diminuir também os esforços nos elementos ativos. Apresenta também uma técnica de modulação denominada *two carrier waves*, que proporciona uma significativa redução de perdas de condução e comutação. A estratégia de controle consiste em três malhas independentes, uma da corrente do indutor de entrada, da corrente de saída de cada módulo e a última da tensão de saída do carregador, sendo esta implementada em um processador digital de sinais (DSP). O estágio de potência, a modelagem e o controle do carregador foram projetados e validos 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. Ônibus Elétrico. Conversor buck-boost não-inversor *interleaved*.

ABSTRACT

This Master Thesis presents a proposal of a 12 kW quick charger with unidirecional flow to transfer energy between two banks of lithium-ion batteries. The converter operates to increase or decrease its output voltage in relation to its input voltage. The converter used in the charger is a buck-boost non-inverting with four modules in parallel operating in contínuos conduction mode. Furthermore, a technique of delaying the command pulses of the switches is used in order to reduce the current and voltage ripple on the reactive elements of the converter and consequently their volumes, as well as reducing stresses on the semiconductors. It also presents a modulation technique called two carrier waves, which provides a significant reduction in conduction and switching losses too. The control strategy consists of three independente closed-loop system, one of the input current, one of each current module output and the last one of the output voltage of the charger, and all these control techniques ate implemented in a digital signal processor (DSP). The power stage, the modeling and the control were designed and validated through simulations. A prototype was assembled and tested in laboratory and the experimental results valited the Thesis.

Keywords: Batteries Charger. Electric Bus. Converter buck-boost no-inverting interleaved.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Estoque global de carros elétricos no período de 2013 a 2017. 28
Figura 1.2 - Ônibus elétrico da UFSC. 29
Figura 1.3 - Diagrama representativo das etapas de conversão de energia para o carregamento das baterias. 31
Figura 2.1 – Modelo elétrico baseado em Thevenin. 38
Figura 2.2 - Modelo elétrico baseado na impedância. 39
Figura 2.3 - Modelo elétrico baseado no runtime. 39
Figura 2.4 - Modelo para prever o runtime e as características I-V de uma bateria. 40
Figura 2.5 - Tensão de circuito aberto em relação ao SOC. 42
Figura 2.6 - Tensão de circuito aberto em relação ao SOC. 42
Figura 2.7 - Resposta transiente para um evento de degrau de corrente. 43
Figura 2.8 - Associação série de baterias. 44
Figura 2.9 - Associação em paralelo. 44
Figura 2.10 - Associação série-paralelo 45
Figura 2.11 - Característica de carga da bateria de íon-lítio. 46
Figura 2.12 - Desmembramento parcial do banco de baterias do E-bus. 47
Figura 2.13 - Característica de carga da célula P140 a 25°C. 49
Figura 2.14 - Característica de descarga da célula P140 a 25°C. 49
Figura 3.1 - Carregador *on-board* e *off-board*. 53
Figura 3.2 - Conversor *phase shifted full bridge*. 56
Figura 3.3 - Carregador boost interleaved unidirecional CC-CC. 58
Figura 3.4 – Conversor boost PFC *bridgless interleaved*. 58
Figura 3.5 - Conversor síncrono *interleaved* CC-CC. 55
Figura 3.6 – Retificador Vienna. 59
Figura 3.7 – Inversor VSI em ponte bidirecional baseado no conversor boost. 60
Figura 4.1 - Diagrama representativo da conexão dos bancos de baterias 62
Figura 4.2 - Conversor buck-boost não-inversor com 4 módulos *interleaved*. 63
Figura 4.3 - Conversor buck-boost não-inversor. 64
Figura 4.4 - Defasagem do comando dos interruptores para quatros módulos interleaved. 65

Figura 4.5 a) Alternância da comutação dos interruptores; b) Circuito dos comparadores. 68
Figura 4.6 - Conversor buck-boost não-inversor operando no modo buck. 69
Figura 4.7 - Conversor buck-boost não-inversor operando no modo boost. 69
Figura 4.8 - Sinais de comando dos interruptores para 0,75 < D <1..... 70
Figura 4.9 - Etapas de operação do conversor operando no modo buck para 0,75 < D <1. 72
Figura 4.10 - Forma de onda da corrente nos indutores, das tensões e correntes dos interruptores e diodos para $0,75 < D < 1$ modo buck..... 74
Figura 4.11 - Sinais de comando dos interruptores para 0 < D <0,25... 75
Figura 4.12 - Etapas de operação do conversor operando no modo boost para 0 < D < 0,25. 76
Figura 4.13 - Forma de onda da corrente nos indutores, das tensões e correntes dos interruptores e diodos para $0 < D < 0,25$ modo boost.... 78
Figura 4.14 - Conversor buck *interleaved* com filtro LC na entrada. ... 79
Figura 4.15 - Sinais de comando para cada intervalo de razão cíclica de conversor *interleaved* com 4 módulos. 80
Figura 4.16 - Ondulação da tensão no capacitor do filtro de entrada parametrizada. 86
Figura 4.17 - Ondulação da corrente no indutor do filtro de entrada parametrizada. 87
Figura 4.18 - Conversor boost *interleaved*..... 88
Figura 4.19 - Ondulação da tensão no capacitor de saída parametrizada. 91
Figura 4.20 - Ondulação da corrente de entrada parametrizada no modo boost. 98
Figura 4.21 - Nós das correntes dos capacitores C_{IN} e C_O 103
Figura 5.1 – Ondulação da tensão de saída em função da razão cíclica. 110
Figura 5.2 - Ondulação da corrente de entrada dos módulos em função da razão cíclica no modo boost. 112
Figura 5.3 - Ondulação da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada em função da razão cíclica no modo buck. 113
Figura 5.4 - Ondulação da corrente no indutor do filtro de entrada em função da razão cíclica no modo buck. 114
Figura 5.5 - Forma de onda da ondulação de corrente no indutor L_{IN} 120

Figura 5.6 - Forma de onda da ondulação de tensão no capacitor C_{IN} 121
Figura 5.7 - Forma de onda da ondulação de corrente nos indutores I_{LBBN} modo buck. 121
Figura 5.8 - Forma de onda da ondulação de corrente de saída I_O 122
Figura 5.9 - Forma de onda da ondulação da corrente de entrada I_{IN} .123
Figura 5.10 - Forma de onda da ondulação de corrente nos indutores I_{LBBN} modo boost. 123
Figura 5.11 - Forma de onda da ondulação de tensão no capacitor C_O 124
Figura 5.12 - Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M. 125
Figura 5.13 - Sensor de corrente LA 25-NP. 126
Figura 5.14 - Circuito de condicionamento de corrente. 127
Figura 5.15 - Sensor de tensão LV 25-P/SP5. 128
Figura 5.16 - *Gate-driver* modelo 2SC0108T2F1-17 128
Figura 6.1 - Conversor buck-boost no modo boost com as resistências parasitas. 132
Figura 6.2 - Primeira etapa de operação do modo buck. 133
Figura 6.3 - Segunda etapa de operação do modo buck. 135
Figura 6.4 - Conversor buck-boost no modo boost com as resistências parasitas. 137
Figura 6.5 - Primeira etapa de operação no modo boost. 138
Figura 6.6 - Segunda etapa de operação do modo boost. 140
Figura 6.7 - Validação planta da tensão de saída modo buck. 148
Figura 6.8 - Validação planta corrente de entrada modo buck. 148
Figura 6.9 - Validação corrente de saída dos módulos modo buck. 149
Figura 6.10 - Validação planta da tensão de saída modo boost. 150
Figura 6.11 - Validação planta corrente de entrada modo boost. 151
Figura 6.12- Validação planta da corrente de saída dos módulos modo boost. 151
Figura 6.13 - Estratégia de controle aplicada ao carregador de baterias. 153
Figura 6.14 - Diagrama de blocos da malha de tensão de saída. 153
Figura 6.15 - Filtro *Sallen-Key* passa-baixa com ganho unitário. 154
Figura 6.16 - Comparação entre as plantas da corrente de entrada de ambos modos de operação. 156
Figura 6.17 - Comparação entre as plantas da corrente de saída dos módulos de ambos modos de operação. 156

Figura 6.18 - Comparação entre as plantas da tensão de saída de ambos modos de operação. 157
Figura 6.19 - Diagrama de Bode da $FTMA_{NCid2}$ 158
Figura 6.20 - Diagrama de bode da $FTMA_{Cid2}$ 160
Figura 6.21 - Diagrama de Bode da $FTMA_{NCilin}$ 161
Figura 6.22 - Diagrama de bode da $FTMA_{Cilin}$ 162
Figura 6.23 - Diagrama de Bode da $FTMA_{NCvo}$ 163
Figura 6.24 - Diagrama de Bode da $FTMA_{Cvo}$ 164
Figura 6.25 - Validação do controle das correntes de saída dos módulos para o conversor operando no modo buck. 167
Figura 6.26 - Validação do controle da corrente de entrada para o conversor operando no modo boost 167
Figura 6.27 - Validação do controle da tensão de saída com os 4 módulos *interleaved* operando no modo boost. 168
Figura 6.28 - Validação do controle da tensão de saída de um módulo operando no modo boost. 168
Figura 6.29 - Modelo do banco de bateria. 169
Figura 6.30 - Modelo médio do conversor buck-boost não inversor. . 170
Figura 6.31 - Forma de onda das tensões do banco de baterias automotivo. 172
Figura 6.32 - Forma de onda das tensões do banco de baterias estacionário. 172
Figura 6.33 - Forma de onda da corrente do carregamento do banco de baterias automotivo. 173
Figura 6.34 - Forma de onda da corrente de descarregamento do banco de baterias estacionário. 173
Figura 6.35 - Forma de onda do erro da corrente de saída dos módulos. 173
Figura 6.36 - Forma de onda do erro da corrente de entrada do conversor. 174
Figura 6.37 – Forma de onda do erro da tensão de saída do conversor. 174
Figura 6.38 – Forma de onda dos SOCs de ambos bancos de baterias. 174
Figura 6.39 - Forma de onda das tensões dos bancos de baterias. 175
Figura 7.1 - Um módulo conversor buck-boost não-inversor. 178
Figura 7.2 - Protótipo do conversor buck-boost não inversor interleaved. 178

Figura 7.3 - Tensão no interruptor S_{11} e no diodo D_{11}. 180
Figura 7.4 - Correntes no interruptor S_{11} e no diodo D_{11}. 180
Figura 7.5 - Tensão e corrente no interruptor S_{11}. 181
Figura 7.6 - Tensão e corrente no diodo D_{11} 181
Figura 7.7 - Tensões e correntes de entrada e saída de um módulo operando em modo buck a plena carga. 182
Figura 7.8 - Passagem do modo buck para o modo boost. 183
Figura 7.9 - Tensão sobre o interruptor S_{21} e sobre o diodo D_{21} 184
Figura 7.10 - Corrente no indutor L_{BB1} e no diodo D_{21} 184
Figura 7.11 - Tensão sobre o interruptor S_{21} e a corrente no indutor L_{BB1} 185
Figura 7.12 - Corrente e tensão sobre o diodo D_{21} 185
Figura 7.13 - Tensões e correntes de entrada e saída de um módulo operando em modo boost a plena carga. 186
Figura 7.14 - Corrente de saída dos módulos desequilibradas com o conversor operando no modo buck. 187
Figura 7.15 - Corrente de saída dos módulos controladas e equilibradas com o conversor operando no modo buck..... 187
Figura 7.16 - Corrente de saída dos módulos desequilibradas com o conversor operando no modo boost..... 188
Figura 7.17 - Corrente de saída dos módulos controladas e equilibradas com o conversor operando no modo boost..... 189
Figura 7.18 – Resposta da tensão e da corrente de saída após aplicado o degrau de carga. 190
Figura 7.19 - Tensões e correntes de entrada e saída do conversor operando no modo buck próximo dos $10\ \text{kW}$. 191
Figura 7.20 - Tensões e correntes de entrada e saída do conversor operando no modo boost na sua potência nominal..... 191
Figura 7.21 - Rendimento de um módulo do conversor no modo buck. 192
Figura 7.22 - Rendimento de um módulo do conversor no modo boost. 193

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Comparação entre os modelos..... 40
Tabela 2.2 - Especificações de uma célula da bateria P140 *type*..... 47
Tabela 2.3 – Especificações de um *pack* do banco de baterias do E-bus. 48
Tabela 2.4 - Especificações do banco de baterias do E-bus. 48
Tabela 4.1 - Modo de operação em função do valor da razão cíclica. .. 66
Tabela 4.2 – Estratégia de modulação *two carrier waves* no conversor buck-boost não-inversor. 67
Tabela 4.3 - Acionamento dos interruptores no modo buck para 0,75 < D < 1. 71
Tabela 4.4 - Acionamento dos interruptores no modo boost para 0 < D < 0,25..... 75
Tabela 4.5 - Número de interruptores conduzindo ou bloqueado para cada ΔD de um conversor com 4 módulos em paralelo. 81
Tabela 5.1 - Especificações do carregador proposto. 107
Tabela 5.2 - Especificações dos módulos *interleaved*. 108
Tabela 5.3 - Especificações dos interruptores. 116
Tabela 5.4 - Especificações dos Diodos. 118
Tabela 5.5 - Especificações dos capacitores de filtro. 119
Tabela 5.6 - Especificações da simulação em malha aberta. 119
Tabela 5.7 - Comparação dos resultados calculados e simulados no modo buck. 122
Tabela 5.8 - Comparação dos resultados calculados e simulados no modo boost. 124
Tabela 5.9 - Características do LAUNCHXL-F28069M. 125
Tabela 5.10 - Características do sensor de corrente LA 25-NP..... 126
Tabela 5.11 - Característica do sensor de tensão LV 25-P/SP5 128
Tabela 5.12 - Características do *gate-driver* 2SC0108T2F1-17..... 129
Tabela 6.1 - Valores das variáveis das funções de transferências do modo buck. 147
Tabela 6.2 - Valores da tensão de entrada e da razão cíclica do modo boost. 149
Tabela 6.3 - Circuito do filtro *Sallen-Key*. 155
Tabela 6.4 - Parâmetros do controlador PI da malha de corrente dos diodos de saída dos módulos. 159
Tabela 6.5 - Parâmetros do controlador PI da malha de corrente do indutor do filtro de entrada. 161
Tabela 6.6 - Parâmetros do controlador PI da malha de tensão de saída. 163

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	*Analog Digital Converter*
BESS	*Battery Energy Storage System*
BEV	*Battery Electric Vehicles*
BMS	*Battery Management System*
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CV	*Constant Current – Constant Voltage*
CELESC	Centrais Elétricas de Santa Catarina
DSP	*Digital Signal Processor*
FCEV	*Fuel-Cell Electric Vehicles*
FP	Fator de Potência
IEEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*
IEM	Interferências Eletromagnéticas
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
MCC	Modo de Condução Contínua
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
PFC	*Power Factor Correction*
PHEV	*Plug-in Hybrid Electric Vehicles*
PI	Proporcional Integral
PWM	*Pulse Width Modulation*
SOC	*State of Charger*
SOH	*State of Health*
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
TDK	Tokyo Denki Kagaku
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
V2G	*Vehicle-to-grid*
VE	Veículo Elétrico
VSI	*Voltage Source Inverter*
VOC	*Open Circuit Voltage*

LISTA DE SÍMBOLOS

θ	Defasagem dos pulsos de comando dos interruptores
τ	Subintervalo de comutação
τ_{OFF}	Subintervalo de comutação sem interruptor conduzindo
τ_{ON}	Subintervalo de comutação com interruptor conduzindo
$\overline{\Delta I_{LIN}}$	Ondulação de corrente do indutor de entrada normatizada
$\overline{\Delta V_{CIN}}$	Ondulação da tensão do capacitor de entrada normatizada
$\overline{\Delta V_{CO}}$	Ondulação da tensão do capacitor de saída normatizada
ΔD	Intervalo da razão cíclica
ΔI_L	Ondulação de corrente de um indutor
ΔI_{LIN}	Ondulação de corrente do indutor de entrada
ΔI_{LBBN}	Ondulação de corrente no indutor do conversor buck-boost não-inversor
ΔV_{CIN}	Ondulação da tensão do capacitor de entrada
ΔV_{CO}	Ondulação da tensão do capacitor de saída
ΔT	Intervalo do tempo de comutação
C_{IN}	Capacitor de entrada
C_O	Capacitor de saída
C_{xf}	Capacitor filtro *sallen-key*
D	Razão cíclica
D_{1N}	Diodo do modo buck
D_{2N}	Diodo do modo boost
$D_{mín_buck}$	Razão cíclica mínimo do modo buck
$D_{máx_boost}$	Razão cíclica máxima do modo buck
f_O	Frequência de ressonância
f_S	Frequência de comutação
G_{BB}	Ganho do conversor buck-boost não-inversor
I_{BAT}	Corrente da bateria
Ic_{IN}	Corrente do capacitor de entrada
I_{CO}	Corrente do capacitor de saída

$I_{Dx_ef_x}$ Corrente eficaz do diodo modo buck ou modo boost

$I_{Dx_méd_x}$ Corrente média do diodo modo buck ou modo boost

I_{IN} Corrente de entrada do conversor

$I_{LBB_ef_x}$ Corrente eficaz do indutor do conversor buck-boost não-inversor

$I_{LBB_méd_x}$ Corrente média do indutor do conversor buck-boost não-inversor

I_O Corrente de saída do conversor

$I_{Sx_ef_x}$ Corrente eficaz do interruptor modo buck ou modo boost

$I_{Sx_méd_x}$ Corrente média do interruptor modo buck ou modo boost

K_1 Razão cíclica simbólica para o modo buck

K_2 Razão cíclica simbólica para o modo boost

L_{BBN} Indutor do conversor buck-boost não-inversor

L_{IN} Indutor de entrada

L_O Indutor de saída

$N_{módulos}$ Número de conversores associados em paralelo

N_{OFF} Número de interruptores que conduzem todo o período de comutação

N_{ON} Número de interruptores que não entram em condução durante o período de comutação

N_{TOTAL} Número total de conversores em paralelo

P_{IN} Potência de entrada

P_O Potência de saída

R_M Resistor de entrada do circuito de condicionamento

R_{LBB} Resistência do indutor do conversor buck-boost não-inversor

R_{LIN} Resistência do indutor de entrada

R_{LO} Resistência do indutor de saída

R_{O_buck} Resistor de saída modo buck

R_{O_boost} Resistor de saída modo boost

$R_{O_máx}$ Resistência máxima de saída

$R_{O_mín}$	Resistência mínima de saída
R_P	Resistor de entrada do sensor de tensão
R_{xf}	Resistor do filtro *sallen-key*
S_{1N}	Interruptor do modo buck
S_{2N}	Interruptor do modo boost
T_S	Tempo de comutação
u	Vetor de entrada
V_{BAT}	Tensão da bateria
$V_{DN_MÁX}$	Tensão máxima sobre os diodos
V_{GE}	Tensão gatinho-emissor
V_{IN}	Tensão de entrada
V_{IN_boost}	Tensão de entrada modo boost
V_{IN_buck}	Tensão de entrada modo buck
$V_{IN_MÁX}$	Tensão máxima de entrada
V_O	Tensão de saída
V_{O_boost}	Tensão de saída modo boost
V_{O_buck}	Tensão de saída modo buck
$V_{O_MÁX}$	Tensão máxima de saída
$V_{SN_MÁX}$	Tensão máxima sobre os interruptores
y	Vetor de saída

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 27
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO 27
1.2 OBJETIVO DO TRABALHO 31
1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO 31
2 BATERIA DE ÍON-LÍTIO 33
2.1 HISTÓRICO DA BATERIA DE ÍON-LÍTIO 33
2.2 VANTAGENS E DESVANTAGENS 34
2.2.1 Vantagens da bateria de íon-lítio 34
2.2.2 Desvantagens da bateria de íon-lítio 34
2.3 *STATE OF CHARGER* (SOC) 35
2.4 *STATE OF HEALTH* (SOH) 35
2.5 *BATTERY MANAGENT SYSTEMS* (BMS) 36
2.6 MODELO EQUIVALENTE DA BATERIA DE ÍON-LÍTIO 37
2.6.1 Modelo elétrico da bateria de íon-lítio 37
2.6.1.1 Modelo elétrico baseado em Thevenin 38
2.6.1.2 Modelo elétrico baseado na impedância 38
2.6.1.3 Modelo elétrico baseado no *runtime* (tempo de execução) ... 39
2.6.1.4 Modelo para prever *runtime* e características I-V de uma bateria 39
2.7 ASSOCIAÇÃO DE CÉLULAS 43
2.7.1 Associação em série 43
2.7.2 Associação em paralelo 44
2.7.3 Associação série-paralelo 45
2.8 CARREGAMENTO DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO 45
2.9 BANCO DE BATERIA DO E-BUS 46
3 CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS 51
3.1 NÍVEIS DE CARREGAMENTO 51

3.2 CARREGADORES UNIDIRECIONAIS E BIDIRECIONAIS 52

3.3 CARREGADORES *ON-BOARD* E *OFF-BOARD* 53

3.4 CONVERSORES EMPREGADOS NOS CARREGADORES DE BATERIA 53

4 CARREGADOR PROPOSTO 61

4.1 CONVERSOR BUCK-BOOST NÃO-INVERSOR 63

4.1.1 Conversor buck-boost não-inversor *interleaved* 64

4.1.2 Técnica de modulação 66

4.1.3 Etapas de operação 70

4.1.3.1 Etapas de operação no modo buck 70

4.1.3.2 Etapas de operação no modo boost 75

4.1.4 Análise da ondulação de tensão no capacitor do filtro de entrada 79

4.1.5 Análise da ondulação de corrente do indutor de entrada 86

4.1.6 Análise da ondulação de tensão no capacitor do filtro de saída 88

4.1.7 Análise da ondulação da corrente de entrada para determinação do indutor dos módulos 91

4.1.8 Esforços de corrente nos interruptores 99

4.1.8.1 Correntes médias no modo buck 99

4.1.8.2 Correntes eficazes no modo buck 100

4.1.8.3 Correntes médias no modo boost 101

4.1.8.4 Correntes eficazes no modo boost 102

4.1.9 Esforços de tensão 103

4.1.10 Cálculo da corrente eficaz nos capacitores dos filtros ... 103

5 DIMENSIONAMENTO DO PROTÓTIPO 107

5.1 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA . 108

5.1.1 Capacitor de saída 109

5.1.2 Indutor dos módulos *interleaved* 111

5.1.3 Capacitor de entrada 112

5.1.4 Indutor de entrada 113
5.1.5 Indutor de saída 114
5.1.6 Interruptores S_{1N} e S_{2N} 115
5.1.7 Diodos D_{1N} e D_{2N} 117
5.1.8 Corrente eficaz nos capacitores C_{IN} e C_O 118
5.1.9 Validação em malha aberta 119
5.2 DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS PARA CONDICIONAMENTO DE SINAL 125
5.2.1 Circuito sensor de corrente 126
5.2.2 Circuito sensor de tensão 127
5.2.3 Circuito do driver 128
6 MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE DO CARREGAMENTO 131
6.1 MODELAGEM DO MODO BUCK 132
6.1.1 Interruptor S1 conduzindo 132
6.1.2 Interruptor S1 bloqueado 135
6.2 MODELAGEM DO MODO BOOST 137
6.2.1 Interruptor S2 conduzindo 138
6.2.2 Interruptor S2 bloqueado 140
6.3 MODELO AC DE PEQUENOS SINAIS 142
6.3.1 Validação das funções de transferências do modo buck 146
6.3.2 Validação das funções de transferências do modo boost 149
6.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE 151
6.4.1 Projeto do compensador da corrente de saída dos módulos *interleaved* 157
6.4.2 Projeto do compensador da corrente de entrada 160
6.4.3 Projeto do compensador da tensão de saída 162
6.4.4 Discretização dos parâmetros dos controladores 164
6.5 VALIDAÇÃO EM MALHA FECHADA 166

6.6 CARREGAMENTO CC-CV DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO 169

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 177

7.1 PROTÓTIPO 177

7.2 FORMAS DE ONDA DE UM MÓDULO BUCK-BOOST NÃO-INVERSOR 179

7.2.1 Formas de onda de um módulo no modo buck 179

7.2.2 Formas de onda de um módulo no modo boost 183

7.3 FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR BUCK-BOOST NÃO-INVERSOR *INTERLEAVED* 186

7.4 RENDIMENTO 192

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS 195

REFERÊNCIAS 197

APÊNDICE A – Modelo Equivalente da Bateria type P140 201

APÊNDICE B – Projeto do conversor Buck-Boost Não-Inversor *Interleaved* 207

APÊNDICE C – Perdas nos semicondutores e cálculo do dissipador térmico 215

APÊNDICE D – Projeto dos controladores das correntes e da tensão 219

APÊNDICE E – Layout das placas 231

APÊNDICE F – Lista de componentes 237

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo apresentar de forma ampla o tema desta dissertação de mestrado. Começando com uma contextualização, que evidencia a importância e o crescimento nos últimos anos das fontes renováveis de energia e dos veículos elétricos. Em seguida, serão apresentadas as justificativas que fizeram esta pesquisa ser realizada e os seus objetivos. Por fim, serão apresentadas algumas definições da pesquisa e uma breve descrição da estrutura deste documento.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Atualmente, no Brasil e no mundo, existe uma grande preocupação com a utilização de energias não renováveis, pois estas geram resíduos poluentes, prejudiciais à saúde e que causam impactos ambientais. Conforme descrito em [1] e [2], a maioria das fontes energéticas, como petróleo, gás natural e carvão, são não renováveis ou prejudiciais ao meio ambiente.

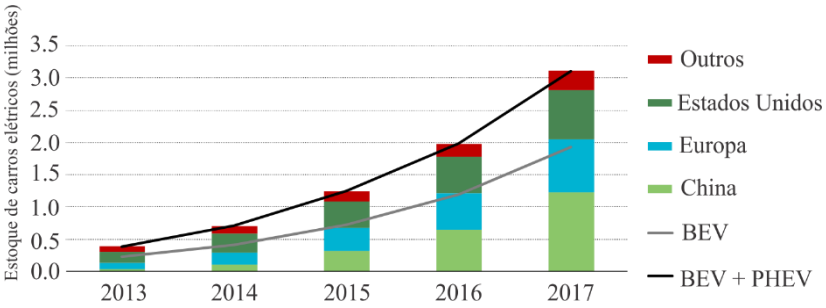
A maioria da energia consumida no setor de transportes é proveniente de fontes não renováveis de energia. O consumo exagerado dessa energia ocasionado por este setor, gera uma grande preocupação e um incentivo para as inovações tecnológicas em busca de diminuir consideravelmente este consumo, para que as agressões ao meio ambiente sejam minimizadas, diminuindo a emissão de gases do efeito estufa.

Dessa forma, os veículos elétricos tornaram-se populares, sendo desenvolvidos como a alternativa para substituir os veículos de combustão. Os VEs estão sendo desenvolvidos e podem ser denominados de três maneiras diferentes: 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).

A produção e a demanda de veículos elétricos vêm crescendo significativamente nos últimos tempos e estima-se que, em 2025, os carros elétricos já representem 15% do mercado mundial, um crescimento três vezes maior do que previsões anteriores [3]. Segundo [4], em 2015, o mercado global de veículos elétricos alcançou 1,26 milhões de unidades, e em 2016 foram vendidas mais de 750 mil unidades. Um último relatório apresentado em 2018, referente ao ano de 2017, aponta que o mercado global superou 3 milhões de veículos elétricos, sendo 1,92 milhão de veículos elétricos a bateria e 1,18 milhão de híbridos *plug-in*.

A Figura 1.1 apresenta um gráfico com o aumento do estoque global de carros elétricos no período de 2013 a 2017. Nota-se que em 2015 os Estado Unidos lideravam este *ranking*, porém em 2016 foi ultrapassado pela China, que passou a ser o país com maior estoque de carros elétricos, possuindo atualmente cerca de 40% do estoque global.

Figura 1.1 - Estoque global de carros elétricos no período de 2013 a 2017.



Fonte: Adaptado de [4].

No entanto, em termos de participação na aquisição de veículos elétricos, a Noruega, obteve uma implementação mais bem-sucedida, onde 39% dos novos veículos adquiridos são elétricos. Na sequência, estão a Islândia com 11,7% e a Suécia com uma quota de 6,3% [4]. Já no Brasil, apesar do número de veículos elétricos ainda não ser tão significativo, a busca por este tipo de automóvel tem aumentado. Em 2017, por exemplo, 3.296 automóveis e comerciais leves elétricos foram licenciados no país [5].

Em relação aos ônibus elétricos, segundo [4], no ano de 2017, o estoque global era de aproximadamente 345 mil, este número é o dobro do que foi registrado em 2015. Da mesma maneira, que nos automóveis elétricos, a China segue como a líder global na frota de ônibus elétricos, com 343.500 unidades em 2016. A Europa apresentou uma frota de 1.273 veículos no estoque de ônibus elétricos, enquanto os Estados Unidos possuíam 200 coletivos. No Brasil, o estado de São Paulo se destaca no número de veículos elétricos no seu sistema de transporte coletivo. Em Santa Catarina, mais precisamente na cidade de Florianópolis, o grupo Fotovoltaica presente na UFSC elaborou um projeto P&D, que engloba um ônibus elétrico, o qual possui baterias de íon-lítio como fonte de energia, cuja baterias são carregadas através da rede elétrica. Nos prédios do grupo Fotovoltaica, que se localizam ao lado da estação de carregamento do E-bus, como é conhecido este ônibus, estão presentes

painéis fotovoltaicos que geram energia elétrica suficiente para suprir a demanda do carregamento das baterias do ônibus e do laboratório em geral, sobrando ainda energia para ser injetada na rede elétrica, para ser abatida na conta de energia da universidade junto a CELESC (Centrais Elétricas de Santa Catarina). Logo, é possível afirmar que o ônibus é carregado, indiretamente, com energia solar. O ônibus que opera diariamente, transportando alunos do campus central da UFSC (bairro trindade) para o laboratório que se encontra no Sapiens Parque é apresentado na Figura 1.2, junto ao seu posto de carregamento.

Figura 1.2 - Ônibus elétrico da UFSC.



Vale ressaltar que esses meios de transportes coletivos estão em crescimento no mercado em virtude da evolução na tecnologia dos carregadores e dos elementos armazenados de energia.

Existem diferentes formas de armazenamento de energia, que variam conforme as necessidades. As quais, necessitam garantir um gerenciamento eficaz da energia armazenada, mantendo um bom desempenho e uma operação segura. Dentre as diversas tecnologias existentes, as baterias se destacam, pois estas oferecem flexibilidade na capacidade de armazenamento, alta densidade de energia e elevada eficiência. Os sistemas de armazenamento de energia utilizando baterias, são mais conhecidos como BESS (*Battery Energy Storage System*) [6].

Desta maneira, os veículos elétricos em sua grande maioria possuem como fonte de energia bancos de bateria, as quais necessitam ser carregadas constantemente. Para promover tal carregamento, utiliza-se conversores CA-CC ou CC-CC, podendo estarem alocados externamente ou internamente no veículo. Em ambos os casos, é necessário o

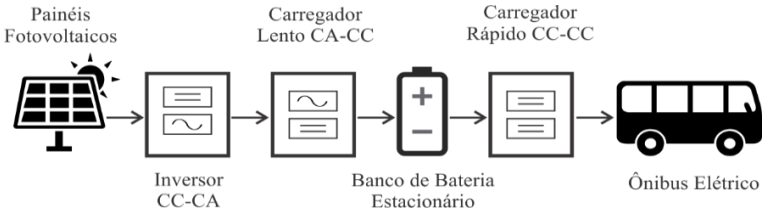
carregamento das baterias a partir de uma fonte de energia externa que, normalmente, é a rede elétrica devido a sua capacidade de fornecer energia intermitente. Então, é nítida a necessidade da construção de estações eficientes para promover o carregamento de VEs, a fim de atender a demanda de energia elétrica que será requerida com o grande número de veículos elétricos presentes nas rodovias. No entanto, é possível realizar o carregamento de um banco de baterias de um VE implementado em sua estrutura um carregador *on-board*, cuja fonte de entrada se dá por um segundo banco de baterias. A função deste carregador CC-CC *on-board* é efetuar a transferência de energia de um banco de baterias para o outro, de forma unidirecional ou bidirecional, dependendo da necessidade e da topologia do carregador, esta transferência pode ser efetuada de forma lenta ou rápida.

Então, havendo o conhecimento desta demanda o laboratório Fotovoltaica UFSC, elaborou um projeto P&D estratégico financiado pelo grupo ENGIE, no qual foram e estão sendo desenvolvidas novas topologias de carregadores de baterias de veículos elétricos [7], [8]. Sendo que, alguns carregadores aproveitam a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos para realizar o carregamento de um banco de baterias estacionário composto por células de baterias de íon-lítio idênticas as células de baterias do E-bus, tais carregadores devem realizar uma carga lenta de aproximadamente 10 horas.

Contudo, o presente trabalho propõe a topologia de um conversor que futuramente irá ser utilizado para proporcionar um carregamento rápido, em torno de 30 minutos, do banco de baterias do ônibus elétrico do grupo Fotovoltaica UFSC, utilizando como fonte de alimentação o banco de baterias estacionário enfatizado acima, com a intuição de aumentar a sua autonomia de viajem, que atualmente é de apenas 70 Km. Este carregador será acoplado junto ao E-bus, ou seja, carregador *on-board* e o banco de baterias estacionário pode estar também acoplado ao ônibus, através de um reboque ou ficar alocado na UFSC esperando a chegado do veículo para realizar o carregamento, dando ao mesmo uma sobrecarga para realizar um trajeto maior.

A Figura 1.3 apresenta um diagrama, em que é possível verificar todas as etapas de conversão de energia que serão necessárias para carregar o banco de baterias do E-bus, estas fazem parte do projeto P&D021, cuja fonte de energia primaria é composta pelos painéis fotovoltaicos, com a intenção de se realizar um processo utilizando somente energias renováveis.

Figura 1.3 - Diagrama representativo das etapas de conversão de energia para o carregamento das baterias.



Fonte: Autoria Própria.

1.2 OBJETIVO DO TRABALHO

O principal objetivo desta dissertação é desenvolver um carregador rápido de 12 kW para transferir a energia de um banco de baterias para outro de forma rápida, com alta robustez e eficiência, a fim de disponibilizar uma maior autonomia para o ônibus elétrico presente no laboratório Fotovoltaica UFSC. Além do objetivo principal, este trabalho apresenta alguns objetivos específicos, que são:

- Definir a topologia a ser empregada;
- Modelar o carregador de baterias;
- Dimensionar o carregador de baterias;
- Simular o sistema proposto;
- Construir o sistema proposto;
- Testar o sistema proposto;
- Validar o sistema proposto;

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

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

No segundo capítulo será elaborada uma revisão bibliográfica das baterias de íon-lítio, apresentando um breve histórico sobre as mesmas, seguindo de algumas vantagens e desvantagens. Também são apresentadas e explicadas algumas terminologias usuais quando se trata de bateria de íon-lítio, bem como alguns modelos matemáticos amplamente conhecidos na literatura e por fim um pouco sobre as baterias que compõem o banco de baterias do E-bus.

O terceiro capítulo abordará os carregadores de baterias de VE, descrevendo algumas características típicas destes carregadores. Na sequência, algumas topologias de carregadores presentes na literatura serão apresentadas e analisadas.

No quarto capítulo é realizada uma descrição detalhada da topologia escolhida para o carregador proposto. Este é um conversor abaixador e elevador, que faz uso da técnica *interleaved*. No decorrer deste capítulo serão apresentadas as etapas de operação, a técnica de modulação, as análises de ondulações de correntes e tensões do conversor, bem como os esforços de corrente e tensão sobre seus componentes.

No quinto capítulo será realizado o dimensionamento do conversor para a validação do estudo teórico. Após as especificações de projeto definidas, cálculos e simulações foram realizados com a finalidade de verificar as ondulações das correntes e tensões do conversor, e também os esforços sobre os componentes do projeto e, a partir dos resultados, especificar os componentes que serão implementados na parte prática.

O sexto capítulo exibe a modelagem por espaço de estados do conversor, seguida da validação das funções de transferências encontradas para os dois modos de operação. A estratégia de controle também é apresentada, bem como os projetos dos controladores de tensão e corrente, que são validados através de degraus de carga em simulação e na parte prática.

O sétimo capítulo refere-se aos resultados experimentais obtidos a partir dos testes realizados no laboratório. São exibidas algumas formas de onda das tensões e correntes, expondo algumas características dinâmicas e estáticas do carregador proposto.

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

2 BATERIA DE ÍON-LÍTIO

A bateria de íon-lítio é atualmente empregada em uma vasta gama de aparelhos eletrônicos portáteis e em veículos elétricos, além de ser largamente utilizada em projetos que envolvem eletrônica embarcada. O aumento do uso desta bateria, ocorre devido as inúmeras vantagens proporcionadas por esse modelo, que serão comentados no decorrer deste capítulo [9]. Em função destas inúmeras vantagens, nos dias atuais existe no mercado uma vasta gama destas baterias, com as mais variadas formas de encapsulamento e capacidade de carga e descarga. O excessivo uso desta tecnologia no mercado, proporciona a evolução dos carregadores de forma considerável, podendo ser encontrado no mercado carregadores extremamente simples para carregar pequenas baterias, até carregadores mais sofisticados que suportam alta capacidade de corrente mantendo a carga equilibrada.

Sendo assim, neste capítulo será apresentado um breve histórico das baterias de íon-lítio, como também suas vantagens e desvantagens, bem como uma explicação básica sobre seu SOC (*state of charge*), seu SOH (*state of health*) e por fim o modelo elétrico equivalente da bateria de íon-lítio.

2.1 HISTÓRICO DA BATERIA DE ÍON-LÍTIO

A primeira bateria comercial de íon-lítio surgiu em 1991, através de várias invenções separadas que incluíam o trabalho de Goodenough, Yazami e outros [10]. Em 1996 ocorreu o início da comercialização das baterias de *lithium-polymer*. Já em 1999 ocorreu o início da comercialização das baterias de *lithium-phosphate*. Porém, somente em 2007 é que as baterias de *lithium-ion phosphate* foram disponibilizadas para a comercialização, sendo bastante empregadas nos veículos elétricos. Tal evolução das baterias aconteceu devido à forte demanda do mercado de dispositivos eletrônicos portáteis, especialmente o notebook e o telefone celular, proporcionando assim uma melhoria considerada nos aspectos de sistema de segurança destas baterias, além de aumentar a capacidade das mesmas.

No entanto, este notável sucesso, não marcou o fim da história destes dispositivos de armazenamento de energia. O declínio contínuo dos recursos petrolíferos e a crescente preocupação com as mudanças climáticas exigem cada vez mais a necessidade de implementação de fontes alternativas de energia. A substituição de veículos a combustão por

veículos HEVs e até mesmo por VEs se torna uma solução interessante, além das gerações de energias renováveis através da geração fotovoltaica e eólica. Porém, para aproveitar o máximo possível destas gerações, se faz necessário sistemas de armazenamento adequados para operar de forma eficaz usinas de energias renováveis. Do mesmo modo que, um sistema de armazenamento instalado em HEVs e VEs é necessário para acionar o seu motor elétrico. As baterias de íon-lítio são candidatas ideais para esta finalidade, porém são necessários aprimoramentos na sua segurança, custo e densidade de energia. Visto que, ainda ocorrem alguns incidentes de fogo com a bateria de íon-lítio (provavelmente associados a fenômenos de fuga térmica no eletrólito). O custo da bateria é altamente influenciado pelo preço de mercado de seus componentes e a densidade de energia ainda é muito baixa para limitar o peso da bateria em veículos elétricos [11].

2.2 VANTAGENS E DESVANTAGENS

Como mencionado no início do capítulo, a bateria de íon-lítio dispõe de um crescente no mercado devido as diversas vantagens que a mesma possui, porém engloba algumas desvantagens também. Dessa maneira, abaixo ambas serão citadas separadamente [9] - [12].

2.2.1 Vantagens da bateria de íon-lítio

- Baterias menor peso e volume, comparado com as demais baterias para uma mesma capacidade de carga;
- Maior densidade de energia;
- Possui um baixo nível de auto-descarga;
- Ausência do efeito memória, aumentando a vida útil da bateria;
- Tensão de circuito aberto elevada.

2.2.2 Desvantagens da bateria de íon-lítio

- Maior custo, comparado com as demais baterias para uma mesma capacidade de carga;
- Possui sensibilidade a temperaturas elevadas;
- Envelhecimento independente do uso;
- Apresenta pouca estabilidade térmica, ocasionando problemas de segurança, como incidentes relacionados a fogo;

- Requerem um circuito de proteção para manter uma operação segura (BMS).

2.3 *STATE OF CHARGER* (SOC)

Como já mencionado a intensificação da crise energética e a poluição ambiental, o veículo elétrico e o veículo híbrido começaram a atrair bastante atenção e entusiasmo. Como a bateria desempenha um papel importante para que ocorra um bom funcionamento destes veículos, podendo ser considerada como o coração do VE e HEV, se faz necessário dispor de um bom *battery management system* (BMS), para que as baterias íon-lítio operem com alta eficiência e longa vida útil. Onde, uma das principais tarefas do BMS é realizar a estimação do SOC. Um bom exemplo para definir o SOC, é que o mesmo equivalesse a um medidor de combustível de um carro tradicional movido a combustão, o qual permite ao motorista ter conhecimento da quilometragem restante que é possível realizar, com a quantidade de gasolina restante no tanque do veículo. Quando o SOC é estimado com precisão, evita-se sobrecarga e descarga excessiva fazendo com que as baterias funcionem com segurança e eficiência, aumentando sua vida útil.

2.4 *STATE OF HEALTH* (SOH)

O *state of health* é uma medida da capacidade da bateria de armazenar e fornecer energia elétrica para a sua carga. Danos na bateria ocorrem devidos a vários motivos, como sobrecarga e consumo excessivo da sua capacidade. Além disso, a operação da bateria é dinâmica e seu desempenho varia significativamente com a sua idade. Existem dois métodos comuns para determinar o SOH da bateria. Um método utiliza a impedância da bateria e o outro método estabelece o SOH através da capacidade de energia [13].

À medida que a bateria envelhece, a sua degradação de desempenho aumenta, pois está relacionada diretamente com as alterações da sua composição química. A primeira alteração notável é o crescimento de uma camada de interface eletrolítica sólida, que contribui para um aumento da resistência de alta frequência, reduzindo assim a potência máxima de saída da bateria. Além disso, a degradação da capacidade da bateria resulta em outros fatores, como a perda de locais de ligação no material ativo e a perda de íons de lítio ativos. Uma considerável perda de capacidade da bateria resultará em uma redução da efetividade da bateria e caso a bateria esteja alimentando um veículo

elétrico, por exemplo, consequentemente ocorre a redução da autonomia do veículo [13].

2.5 *BATTERY MANAGENT SYSTEMS* (BMS)

Quando um *pack* de baterias é montado, o mesmo possui células em paralelo e/ou série para poder atender os parâmetros de tensão, corrente e a capacidade de carga de uma determinada aplicação. Porém, as células que compõem um *pack* de baterias não possuem exatamente os mesmos parâmetros, apesar do processo de fabricação ser idêntico para todas as células. Isto, pode ocasionar o desequilíbrio de tensão de um *pack*, comprometendo a capacidade do sistema de armazenamento e também motivar possíveis falhas. Sendo assim, é necessário que os *packs* de um banco de bateria, possuam um sistema de gerenciamento denominado BMS. O qual, executa tal gerenciamento através de medições de parâmetros de algumas células existentes dentro de um *pack*, as quais incluem tensão, corrente e temperatura. Desta forma, é possível determinar se as baterias estão operando em sua região segura, por exemplo, se a bateria estiver operando em uma região não segura, a corrente da mesma é reduzida ou até interrompida pelo BMS. Os BMSs mais modernos conseguem identificar a diferença entre uma descarga contínua e um pico, além de determinar o tempo apropriado para reduzir a corrente [13].

O balanço de tensão ou a equalização das células deve ser feito para evitar uma descarga excessiva e/ou uma sobrecarga nas mesmas. A equalização pode ser realizada pelo modo passivo ou ativo. O primeiro e mais comum, consiste em dissipar o excesso de energia da célula mais carregada através de um resistor externo, é um método mais barato, porém menos eficiente. O segundo faz uso do chaveamento, distribuindo a energia entre as células, não dissipando energia em resistências e consequentemente não gerando calor, por sua vez, é mais caro e eficiente [14].

O BMS ainda monitora a temperatura do *pack* permitindo a regulagem da temperatura. Acionando uma ventoinha ou interrompendo o processo de carga/descarga quando a temperaturas ultrapassam um limite superior ou ativando cargas passivas quando atinge um limite inferior.

2.6 MODELO EQUIVALENTE DA BATERIA DE ÍON-LÍTIO

Pesquisadores de todo o mundo desenvolveram uma ampla variedade de modelos de bateria com diferentes graus de complexidade. Estes modelos visam capturar o comportamento da bateria para fins específicos, desde o projeto da bateria, como a sua estimativa de desempenho e até modelo para simulação do seu circuito.

Os três modelos de bateria mais utilizados são os modelos eletroquímicos, usados principalmente para otimizar os aspectos de projeto físico das baterias, caracterizar os mecanismos fundamentais de geração de energia e relacionar parâmetros de projeto de bateria através de informações obtidas através de macroscópico e microscópico. Os modelos matemáticos, por muitas vezes são abstratos demais para incorporar qualquer significado prático, mas por outro lado são úteis para os projetistas de sistemas de baterias, os quais adotam equações empíricas ou métodos matemáticos como abordagens estocásticas para prever o comportamento do sistema, como tempo de duração, eficiência e capacidade da bateria. No entanto, modelos matemáticos não podem oferecer qualquer informação sobre a relação tensão-corrente que seja importante para a simulação e otimização de circuitos da bateria. E por fim os modelos de circuitos elétricos, cuja precisão está entre os modelos eletroquímicos e matemáticos, são modelos que usufruem das propriedades elétricas da bateria, utilizando uma combinação entre fontes de tensão, resistores e capacitores para obter a simulação de carga e descarga da bateria, conforme será apresentado a seguir [15].

2.6.1 Modelo elétrico da bateria de íon-lítio

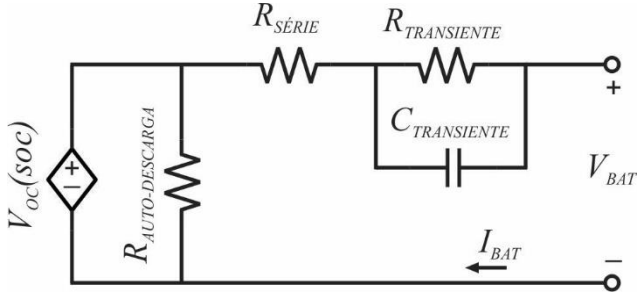
Como mencionado, os modelos elétricos utilizam uma combinação de fontes de tensão, resistores e capacitores para simulações com outros sistemas e circuitos elétricos. Estes modelos são mais intuitivos, úteis e de fácil manuseio, especialmente quando utilizados em simuladores de circuitos. A forma básica de todos os modelos elétricos de bateria, para diferentes tipos de bateria é a mesma. Sendo composta por um capacitor para representar a capacidade de armazenamento da bateria, uma taxa de descarga normalizada para determinar a capacidade de perda em altas correntes de descarga, um circuito auxiliar que representa o consumo da capacidade da bateria e um resistor para representar a resistência interna da bateria. Desse modo, há três métodos diferentes para se determinar o modelo elétrico de uma bateria, sejam: modelo baseado em Thevenin,

modelo elétrico baseado na impedância e modelo elétrico baseado no *runtime* (tempo de execução).

2.6.1.1 Modelo elétrico baseado em Thevenin

Conforme apresentado em [15], o modelo baseado em Thevenin, mostrado na Figura 2.1, foi desenvolvido com o propósito de simular o comportamento dinâmico das baterias. Onde, o modelo utiliza um resistor em série e uma rede resistiva capacitiva (par RC), para prever a resposta transiente da bateria para um SOC particular, assumindo que a tensão de circuito aberto (*open circuit voltage* – VOC) seja constante. Podendo assim, ser aplicado em condições mais dinâmicas. Porém, infelizmente esse modelo baseado em Thevenin não captura as variações de tensão da bateria, nem as informações de *runtime*. Além, de considerar as resistências constantes para ambos os casos de carga e descarga, mostrando incoerência com a realidade da bateria [15].

Figura 2.1 – Modelo elétrico baseado em Thevenin.

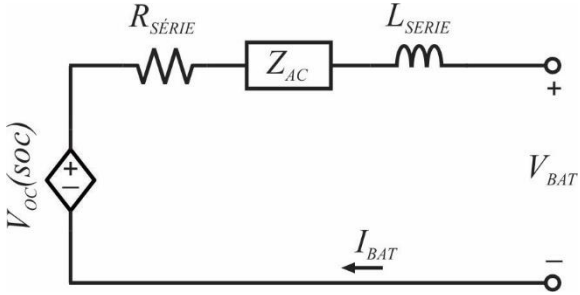


Fonte: Adaptado de [15].

2.6.1.2 Modelo elétrico baseado na impedância

O modelo elétrico baseado na impedância, apresentado na Figura 2.2, emprega o método da espectroscopia de impedância eletroquímica da bateria, a fim de obter um modelo de impedância CA-equivalente no domínio da frequência, e então utiliza uma rede equivalente complexa para poder ajustar os aspectros da impedância. Este processo de aquisição do modelo baseado na impedância é difícil, complexo e não intuitivo. Além disso, só funciona para um determinado SOC e temperatura, ambos têm que ser fixos, portanto, não pode prever a resposta CC ou o *runtime* da bateria [15].

Figura 2.2 - Modelo elétrico baseado na impedância.

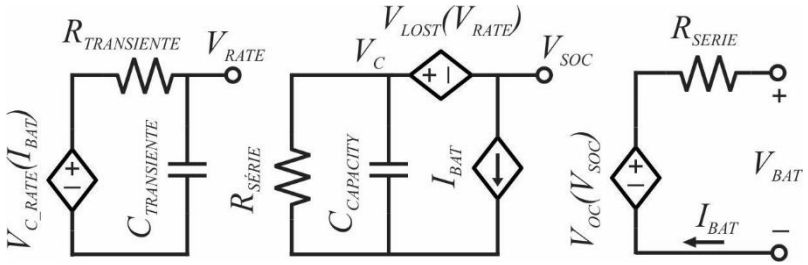


Fonte: Adaptado de [15].

2.6.1.3 Modelo elétrico baseado no *runtime* (tempo de execução)

O modelo baseado no tempo de execução, apresentado na Figura 2.3, utiliza uma rede de circuito complexa para poder simular o *runtime* e a resposta da tensão contínua da bateria para uma corrente de descarga constante. Entretanto, este modelo não pode prever com precisão o *runtime*, nem a resposta da tensão contínua da bateria, quando ocorre variação de corrente na carga [15].

Figura 2.3 - Modelo elétrico baseado no runtime.



Fonte: Adaptado de [15].

2.6.1.4 Modelo para prever *runtime* e características I-V de uma bateria

Conforme a comparação apresentada na Tabela 2.1, nenhum dos modelos elétricos de bateria descritos até agora consegue ser implementado em simuladores de circuitos para prever com previsão o *runtime* e o desempenho I-V (corrente-tensão) da bateria. Portanto [15], propõe um modelo abrangente, intuitivo e de alta precisão, o qual combina os recursos de transiente de modelos baseados em Thevenin, as

características CA dos modelos baseados em impedância e a informação de tempo de vida dos modelos baseados em *runtime*.

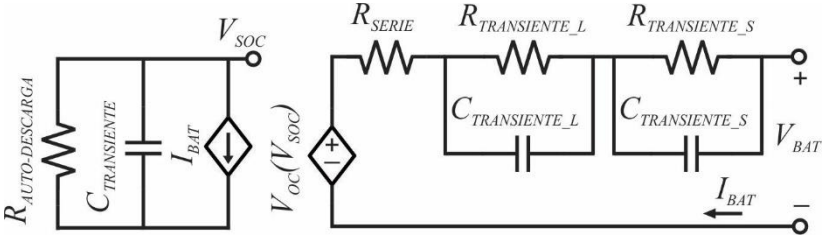
Tabela 2.1 - Comparação entre os modelos.

Capacidade de previsão	Modelo baseado em Thevenin	Modelo baseado em Impedância	Modelo baseado em *Runtime*
Corrente contínua DC	Não	Não	Sim
Corrente contínua CA	Limitado	Sim	Não
Transiente	Sim	Limitado	Limitado
Runtime	Não	Não	Sim

Fonte: Adaptado de [15].

A Figura 2.4 apresenta o modelo elétrico desenvolvido por [15], o qual tem o intuito de simular a resposta transiente e o tempo de vida de uma bateria, considerando o impacto da degradação da bateria e o efeito térmico. Onde, o capacitor $C_{CAPACITY}$ e a fonte de corrente controlada, herdados de modelos baseados em *runtime*, modelam a capacidade, o SOC e o tempo de vida da bateria. Já a rede RC (Resistor-Capacitor), semelhante à do modelo baseado em Thevenin, simula a resposta transiente da tensão final da bateria em condições de carga dinâmica. A tensão gerada pela fonte controlada é usada para relacionar o SOC com a tensão de circuito aberto. Este modelo tem a capacidade de prever o tempo de vida e o comportamento dinâmico da bateria com uma precisão relativamente alta, capturando as características elétricas e dinâmicas da bateria como: capacidade utilizável, tensão em circuito aberto e resposta transiente. Os quais serão descritos a seguir.

Figura 2.4 - Modelo para prever o runtime e as características I-V de uma bateria.



Fonte: Adaptado de [15].

Capacidade Utilizável

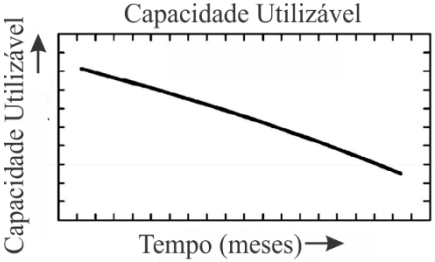
A capacidade utilizável é a energia extraída quando uma bateria é descarregada a partir de um estado carregado para uma tensão final de descarga. Esta capacidade diminui conforme ocorre o aumento dos números de ciclos da corrente de descarga e o tempo de armazenamento, porém aumenta com o aumento da temperatura. O fenômeno da capacidade utilizável pode ser modelado por um capacitor carregado, um resistor de auto-descarga $R_{SELF_DISCHARGE}$ e um resistor equivalente (a soma de R_{SERIE}, $R_{TRANSIENTE_S}$ e $R_{TRANSIENTE_L}$) [15], [16]. A carga total armazenada em uma bateria, é representada por um capacitor carregado $C_{CAPACITY}$, o qual é obtido através da equação (2.1).

$$C_{CAPACITY} = 3600 \cdot Capacity \cdot f_1(Cycle) \cdot f_2(Temp) \qquad (0.1)$$

Onde, $C_{CAPACITY}$ é a capacidade nominal em Ah, $f_1(Cycle)$ e $f_2(Temp)$ são fatores de correção dependentes do número de ciclos e da temperatura. Ao definir a tensão inicial V_{SOC} em $C_{CAPACITY}$ igual a 1 V ou 0 V, a bateria é inicializada em seu estado totalmente carregada (SOC de 100%), ou totalmente descarregada (SOC de 0%). Em outras palavras, a tensão V_{SOC} representa o SOC da bateria quantitativamente. Quando a bateria está sendo carregada ou descarregada, a fonte de corrente controlada I_{BAT} é utilizada para carregar ou descarregar o capacitor $C_{CAPACITY}$, de modo que o SOC, representado pela tensão V_{SOC}, muda dinamicamente.

O resistor de auto-descarga $R_{SELF_DISCHARGE}$ é usado para caracterizar a perda de energia de auto-descarga quando as baterias são armazenadas por um tempo longo. Teoricamente, este resistor é uma função do SOC, da temperatura e do número de ciclos. Conforme pode ser observado na Figura 2.5, a capacidade utilizável diminui lentamente com o tempo, quando nenhum circuito está conectado à bateria.

Figura 2.5 - Tensão de circuito aberto em relação ao SOC.

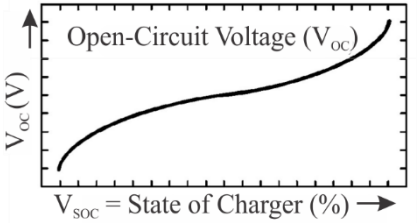


Fonte: Adaptado de [15].

Tensão de Circuito Aberto (VOC)

A tensão de circuito aberto é alterada para diferentes níveis de SOC, conforme apresentado na Figura 2.6. Para melhor análise do comportamento de uma bateria real, é importante incluir no modelo a relação não linear entre a tensão de circuito aberto e o SOC, representada pela fonte de tensão V_{SOC}. A tensão de circuito aberto é normalmente medida como a tensão do terminal de circuito aberto no estado estacionário em vários pontos do SOC [15].

Figura 2.6 - Tensão de circuito aberto em relação ao SOC.



Fonte: Adaptado de [15].

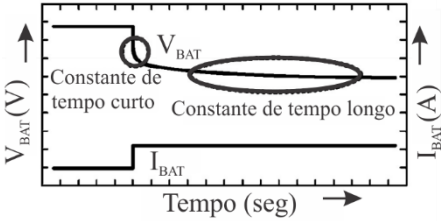
Resposta Transiente

Caso ocorra algum evento que gere um degrau de corrente, a tensão da bateria V_{BAT} responde lentamente, conforme apresentado na Figura 2.7. Portanto, esta resposta transiente é a caracterizada pela rede RC. A rede RC consiste de um resistor R_{SERIE} e duas redes paralelas RC, onde uma é composta pelo resistor $R_{TRANSIENTE_S}$ e pelo capacitor $C_{TRANSIENTE_S}$,

já a outra rede é composta pelo resistor $R_{TRANSIENTE_L}$ e pelo capacitor $C_{TRANSIENTE_L}$.

Uma vez que, o resistor R_{SERIE} é responsável pela queda de tensão instantânea de resposta ao degrau de corrente. O par RC composto por $R_{TRANSIENTE_S}$ e $C_{TRANSIENTE_S}$ representam a constante de tempo de curta duração, e consequentemente o par RC composto por $R_{TRANSIENTE_L}$ e $C_{TRANSIENTE_L}$ é responsável pela constante de tempo de longa duração, onde ambas constantes de tempo estão representadas na Figura 2.7, com base em numerosas curvas experimentais. Utilizar duas constantes de tempo é o melhor compromisso entre precisão e complexidade [15].

Figura 2.7 - Resposta transiente para um evento de degrau de corrente.



Fonte: Adaptado de [15].

2.7 ASSOCIAÇÃO DE CÉLULAS

Uma vez que a Figura 2.4 representa a célula de uma bateria, a mesma pode ser associada com outras células do mesmo modelo para assim compor o que é denominado de módulo de uma bateria. A associação de módulos de uma bateria acarreta no que é denominado de *packs* de bateria. Já a associação de um conjunto de *packs* constitui um banco de baterias. Essas associações podem ocorrer de três maneiras diferentes, sejam elas: associação série, associação paralelo e associação série-paralelo.

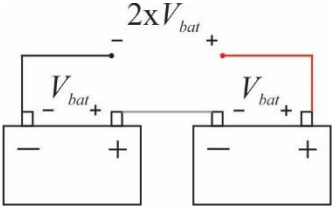
2.7.1 Associação em série

A Figura 2.8 apresenta o modelo de associação série de baterias. Da mesma forma que em circuitos elétricos quando se coloca duas fontes em série a capacidade de corrente se mantêm a mesma, porém ocorre o

aumento do valor da tensão, o qual é proporcional ao número de baterias conectadas em série, conforme apresentado na equação (2.2).

$$V_{ASSOCIAÇÃO_SÉRIE} = N_{BATERIAS_SÉRIE} \cdot V_{BAT} \qquad (0.2)$$

Figura 2.8 - Associação série de baterias.



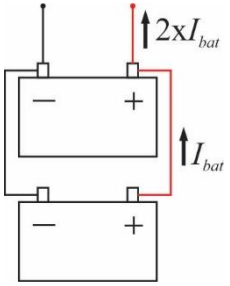
Fonte: Autoria própria.

2.7.2 Associação em paralelo

A Figura 2.9 apresenta o modelo de associação de baterias em paralelo. Neste caso, ao contrário da associação em série, a tensão nominal é mantida igual, porém a capacidade de corrente aumenta proporcionalmente com número de baterias conectadas em paralelo, conforme apresentado na equação (2.3).

$$I_{ASSOCIAÇÃO_PARALELO} = N_{BATERIAS_PARALELO} \cdot I_{BAT} \qquad (0.3)$$

Figura 2.9 - Associação em paralelo.

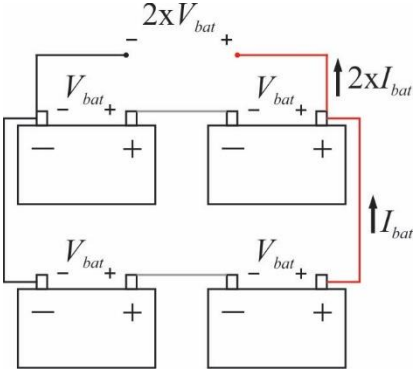


Fonte: Autoria própria.

2.7.3 Associação série-paralelo

Na associação série-paralelo, apresentada na Figura 2.10, ocorre tanto o aumento da corrente quanto da tensão. Este aumento de ambas grandezas é equivalente ao número de baterias associadas em série e em paralelo, fazendo valer as mesmas regras dos circuitos mencionados anteriormente.

Figura 2.10 - Associação série-paralelo



Fonte: Autoria própria.

As equações (2.4) e (2.5), demonstram respectivamente a corrente e a tensão equivalente de um conjunto de baterias associadas em série-paralelo.

$$I_{ASSOCIAÇÃO_SÉRIE-PARALELO} = N_{BATERIAS_PARALELO} \cdot I_{BAT} \quad (0.4)$$

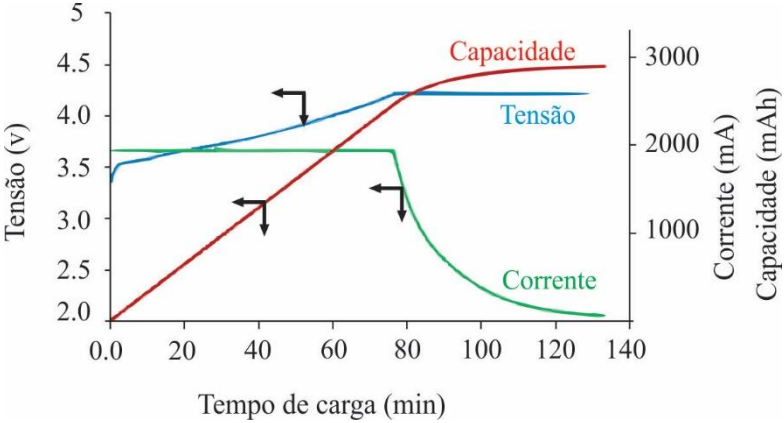
$$V_{ASSOCIAÇÃO_SÉRIE-PARALELO} = N_{BATERIAS_SÉRIE} \cdot V_{BAT} \quad (0.5)$$

2.8 CARREGAMENTO DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO

O processo de carga de uma bateria pode ocorrer através de diferentes métodos. No entanto, o método convencional aplicado para realizar o carregamento de baterias de íon-lítio é conhecido como corrente constante - tensão constante (CC-CV), pois respeita os limites operacionais da bateria, prolongando a vida útil da mesma. Tecnicamente este método transcorre em duas etapas. Sendo assim, a primeira etapa um carregamento de corrente constante até que a célula atinja a tensão de

carga máxima pré-determinada, dependendo do modelo da bateria de íon-lítio. Após a tensão limite máxima ser alcançada, a segunda etapa se inicia, e se caracteriza por um carregamento de tensão constante até a corrente atingir um limite mínimo. A Figura 2.11 ilustra o carregamento CC-CV em uma bateria de íon-lítio.

Figura 2.11 - Característica de carga da bateria de íon-lítio.



Fonte: Adaptado de [17].

Quanto maior for a corrente constante de carga, menor será o tempo de carregamento, porém deve-se respeitar os limites especificados pelos fabricantes. Utilizando corrente de carga maior que a recomendada, o SOC da bateria na primeira etapa aumentará mais rapidamente, em contrapartida, a segunda etapa será finalizada com um SOC inferior ao esperado. Sendo assim, o carregamento rápido tem o benefício para cargas que atinjam até 70-80% do SOC na primeira etapa, contudo, a segunda etapa do carregamento será estendida.

2.9 BANCO DE BATERIA DO E-BUS

As baterias que compõem o banco de baterias que alimenta o ônibus movido a energia elétrica da UFSC, foram produzidas pela empresa *Mitsubishi Heavy Industries, LTD*. O modelo da bateria é o P140 *type* e as especificações de uma célula desta bateria, são demonstradas na Tabela 2.2.

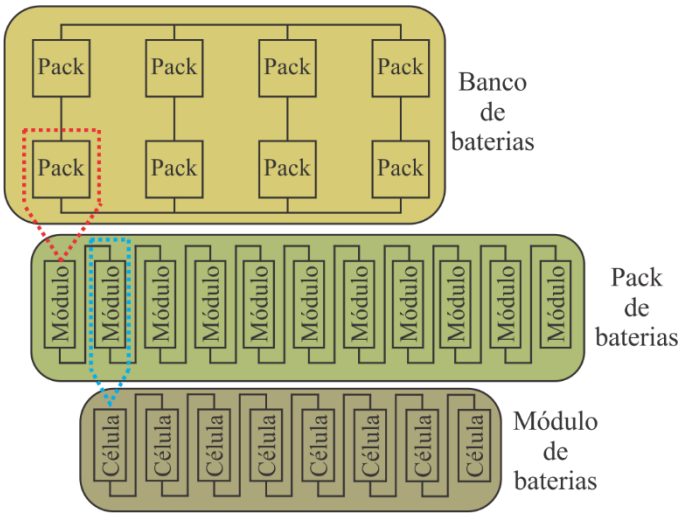
Tabela 2.2 - Especificações de uma célula da bateria P140 *type*.

Célula da bateria P140 *type*	
Tensão nominal	3.7V (SOC50%, 25°C)
Variação da tensão	2.7 ~ 4.15V
Máxima corrente de carga/descarga para um período contínuo	100 A (25°C)
Máxima corrente de carga/descarga para um período curto	300 A (25°C, 10seg.)
Capacidade nominal	50 Ah (5hr. 25°C)
Potência nominal	185 Wh

Fonte: Adaptado de [16].

No entanto, o banco de baterias é formado por 4 *strings*, onde cada *string* possui 2 *packs* de bateria em série, cada *pack* é composto por 11 módulos conectados em série e cada módulo possui 8 células conectadas em série, conforme apresentado na Figura 2.12.

Figura 2.12 - Desmembramento parcial do banco de baterias do E-bus.



Fonte: Autoria própria.

Realizando a associação série é possível obter as especificações de um *pack* das baterias que compõem o banco de baterias do E-bus. As quais são apresentadas na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Especificações de um *pack* do banco de baterias do E-bus.

Pack do banco de baterias do E-bus (bateria P140 *type*)	
Tensão nominal	325,6V (SOC50%, 25°C)
Variação da tensão	237,6 ~ 365,2V
Capacidade nominal	50 Ah (25°C)
Potência nominal	16.28 kWh

Fonte: Adaptado de [16].

Uma vez que, o banco de baterias é composto por 4 *strings* em paralelo e cada *string* possui 2 *packs* em série. As especificações do banco de baterias que compõem o E-bus, são apresentadas na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 - Especificações do banco de baterias do E-bus.

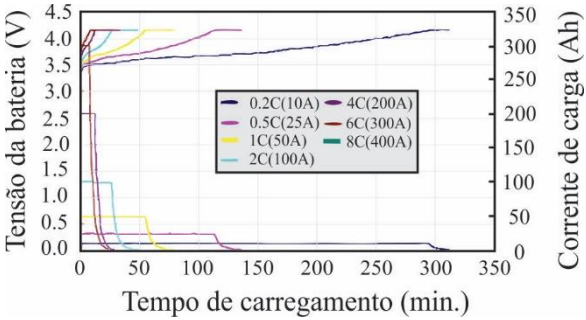
Banco de baterias do E-bus (bateria P140 *type*)	
Tensão nominal	651,2V (SOC50%, 25°C)
Variação da tensão	475,2 ~ 730,4V
Capacidade nominal	200 Ah (25°C)
Potência nominal	130.24 kWh

Fonte: Adaptado de [16].

No entanto, o circuito equivalente que melhor reproduz o comportamento de uma bateria proposto por [15], exibido na Figura 5.4, é tomado como base para representar o circuito elétrico do banco de baterias do ônibus elétrico. Porém, para conseguir obter uma representação mais fiel possível do comportamento do banco de baterias do E-bus, foi necessário realizar uma equivalência das constantes de tempo RC de curta e longa duração, além da equivalência da resistência série da célula da bateria apresentada em [15] com a célula da bateria P140 *type*. Onde, a equivalência destes parâmetros é obtida através da relação entre a diferença da capacidade nominal de ambas baterias, conforme apresentado no Apêndice A.

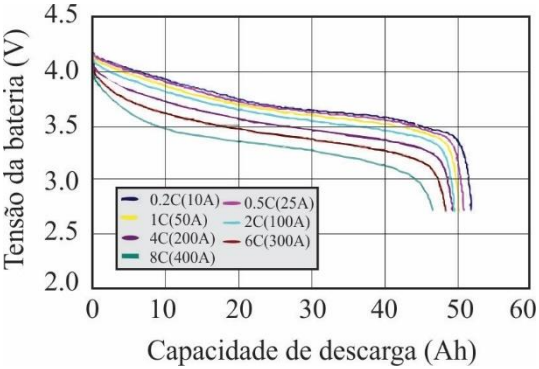
Uma vez obtido o circuito equivalente de uma célula da bateria P140, é possível demonstrar suas características da taxa de descarga a uma temperatura atmosférica de 25ºC, conforme apresentado na Figura 2.13. Já as características da taxa de carga são apresentadas na Figura 2.14.

Figura 2.13 - Característica de carga da célula P140 a 25°C.



Fonte: Adaptado de [18].

Figura 2.14 - Característica de descarga da célula P140 a 25°C.



Fonte: Adaptado de [18].

3 CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Os carregadores para baterias de veículos elétricos, são sistemas que gerenciam a qualidade e a quantidade de energia disponibilizada para as baterias, adequando os níveis de corrente e tensão, garantindo que o carregamento ocorra de forma confiável, segura e eficiente. Os mesmos possuem diversas topologias, afim de atender diferentes aplicações e consumidores. Além disso, devem atender as exigências das normas referentes aos sistemas de carregamento de veículos elétricos.

Estes podem ser classificados para diferentes níveis de carregamentos, divididos em carregadores *on-board* e *off-board*, que podem operar dependendo do seu fluxo de energia na forma unidirecional ou bidirecional. Ressaltando que a topologia empregada irá depender da necessidade do projeto, e que não existe um padrão mundial para o carregamento de veículos elétricos, cada país adota o modelo mais adequado para sua região.

3.1 NÍVEIS DE CARREGAMENTO

Os níveis de carregamento indicam a potência, o tempo de carregamento e a infraestrutura dos carregadores, que geralmente ocorre da rede elétrica para as baterias dos veículos. Vários níveis de tensão e potência de carga foram definidos por diferentes organizações de padronização como: IEC61851, IEC62196, SAE J1772 e os padrões do Código Nacional de Eletricidade dos EUA (NEC). De acordo com o padrão da SAE J1772, os carregadores de baterias para VEs são divididos em três diferentes níveis.

O nível 1, é conhecido como modo lento, onde a taxa de carregamento entregue VE é baixa, consequentemente, possui um baixo custo, é praticamente voltado para aplicações em residências e pátios de empresas. Onde, segundo [19] o tempo de carregamento para o nível 1 varia entre 4 a 36 horas.

Enquanto o nível 2, é o principal e o mais apropriado método de carga para ser utilizado pelo usuário, pois está presente em instalações públicas e privadas. O seu carregamento ocorre de forma rápida quando comparado com o primeiro, pois neste o carregamento ocorre entre 1 a 6 horas.

Por fim, o nível 3 corresponde aos carregadores de carga rápida, onde é possível abastecer completamente um veículo elétrico em menos

de uma hora. Este modo de carga rápida pode ser encontrado em acostamentos de rodovias e pontos de reabastecimento na cidade, junto aos postos de gasolina, sendo, geralmente, *off-board* conectado à rede trifásica. A grande desvantagem deste nível de carregamento é o elevado custo de instalação.

Os níveis 1 e 2, de uso residencial, são os mais utilizados, pois minimizam o impacto que é causado pelo carregamento nos horários de pico, permitindo que o carregamento do veículo elétrico ocorra durante a noite, e também pelo seu baixo custo [19].

3.2 CARREGADORES UNIDIRECIONAIS E BIDIRECIONAIS

Existem dois tipos de fluxo de potência quando se trata de carregadores de veículos elétricos conectados à rede elétrica, denominados como unidirecional e bidirecional. A principal diferença entre ambos, é que carregadores unidirecionais não injetam energia na rede elétrica a partir das baterias presentes nos VEs. Já os bidirecionais, além de carregarem os VEs, ainda podem injetar energia da bateria para a rede elétrica ou uma carga qualquer.

Normalmente, carregadores unidirecionais possuem uma ponte de diodos e um filtro seguido de um conversor CC-CC. Esses conversores dispõem de apenas um estágio, a fim, de limitar o custo, peso, volume e perdas. A facilidade no controle dos carregadores unidirecionais facilita o gerenciamento de cargas elevadas. Além de, simplificar os problemas de interconexão e a redução da degradação das baterias, devido ao filtro presente na entrada do conversor [19].

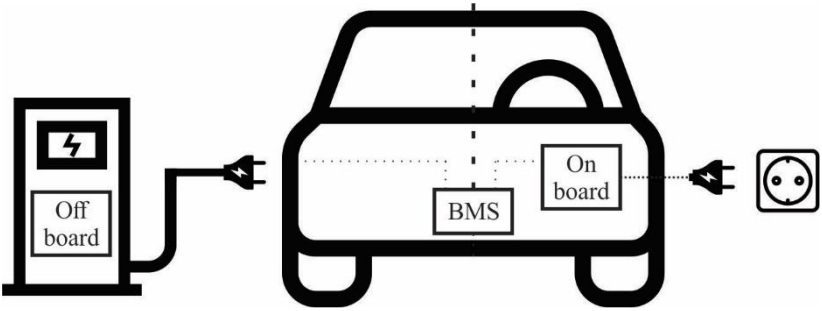
Os carregadores bidirecionais possuem dois estágios, onde o primeiro é constituído por um conversor CA-CC bidirecional ativo conectado à rede que impõem o fator de potência. O segundo estágio é formado por um conversor CC-CC bidirecional que controla a corrente de carregamento das baterias. De acordo com a necessidade, esses carregadores podem usar topologias isoladas ou não isoladas. A injeção de energia na rede elétrica é conhecida como V2G (*vehicle-to-grid*), proporcionando algumas vantagens como: a estabilidade da rede elétrica e o suprimento de energia para cargas críticas de uma residência quando houver falha na rede elétrica [20].

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

Os carregadores *on-board* ficam localizados dentro dos veículos elétricos e permitem que os proprietários carreguem seus veículos sempre que julgarem necessário, em qualquer local que possua uma fonte adequada disponível. Carregadores *on-board*, geralmente limitam a sua potência do Nível 1 devido a restrições de peso, espaço e custo, e podem ser caracterizados por sistema de carregamento condutivo e indutivo.

Em contrapartida, os carregadores *off-board*, ficam localizados fora dos veículos elétricos, e podem ser desenvolvidos para aplicação de alta potência e sem preocupações quanto ao tamanho e peso do equipamento, uma vez que suas aplicações são para usos comerciais e/ou públicos [19]. A Figura 3.1 apresenta os dois tipos de carregadores especificados acima.

Figura 3.1 - Carregador *on-board* e *off-board*.



Fonte: Autoria própria.

3.4 CONVERSORES EMPREGADOS NOS CARREGADORES DE BATERIA

Por mais que, atualmente existem diversas tecnologias, a complexidade dos carregadores e a falta de infraestrutura, somadas com a vida útil das baterias e o seu alto custo de aquisição, os veículos elétricos ainda não conseguiram se firmar no mercado automobilístico. Sendo assim, algumas das necessidades existentes, é de projetar carregadores com menores custos, para facilitar a entrada destes meios de transportes no mercado. 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 diretamente às características que serão impostas nos carregadores.

A maioria dos carregados encontrados na literatura possuem topologias cuja tensão de entrada é alternada, ou seja, topologia CA-CC. A objeção de se utilizar tais topologias, é realizar uma transferência de energia ininterrupta da rede elétrica para a bateria, sem perturbar a rede de alimentação e com o melhor rendimento possível, já que a maioria dos carregadores empregados possuem potência consideravelmente elevada. A taxa de distorção harmônica (TDH) é um dos principais fatores de desempenho dos carregadores CA-CC, junto ao fator de potência (FP). Sabe-se que estes carregadores de bateria são, basicamente, constituídos por um conversor CA-CC, composto por diodos, em série com um conversor CC-CC, afim de fornecer uma tensão contínua regulada para a bateria. Porém, a ponte de diodos utilizada na retificação da tensão, possui uma característica não linear, causando um impacto negativo no perfil da potência de entrada. Dessa forma, é comum a utilização de conversores CC-CC que realizem a correção do fator de potência para a obtenção de melhores resultados referentes a TDH e ao FP [21].

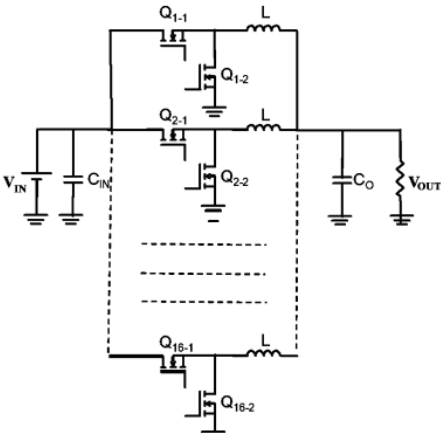
No entanto, quando se realiza o carregamento de uma bateria, onde cuja fonte de alimentação do conversor é outra bateria. Estas preocupações com TDH e FP desaparecem, ficando apenas as precauções de se projetar um carregador eficiente, confiável, com ampla faixa de tensão de entrada e saída, baixa ondulação de tensão e corrente na sua entrada e saída, alta densidade de potência e baixo custo.

Em razão disso, diversos carregadores surgem com diferentes propostas, relacionadas a topologia e ao esquema de controle dos carregadores para transferência de energia entre dois bancos de baterias, afim de atender às normas e as necessidades dos fabricantes e consumidores. Desse modo, a quantidade de topologias de carregadores e os estudos associados aos mesmos têm aumentado constantemente, e consequentemente o crescimento dos veículos elétricos no mercado automobilístico também.

O carregador proposto, será desenvolvido através de uma topologia CC-CC, o qual deverá suportar tanto a variação da tensão de entrada quanto a variação da tensão de saída, caracterizando um conversor que atenda a necessidade de uma conversão abaixadora e elevadora da tensão de saída, em relação a tensão de entrada. Há diversas maneiras de se desenvolver um carregador de baterias para veículos elétricos e algumas topologias CC-CC encontradas na literatura serão apresentadas a seguir.

O conversor bidirecional CC-CC proposto por de [21], dispõem de conversores buck *interleaved*, conforme apresentada na Figura 3.2. Nenhuma isolação é utilizada nesta topologia, uma vez que a conversão de energia é realizada entre as baterias, aumentando a eficiência e diminuindo o tamanho do conversor. Além disso, de [21] apresenta uma comparação feita com diferentes números de módulos *interleaved* e mostra que nem sempre a maior número de módulos faz com que o conversor apresente uma eficiência maior. Aplicação da técnica de intercalação de conversores também já foi proposta por [22]. Do mesmo modo, a topologia ofertada por [23] também trata de um conversor buck síncrono *interleaved*.

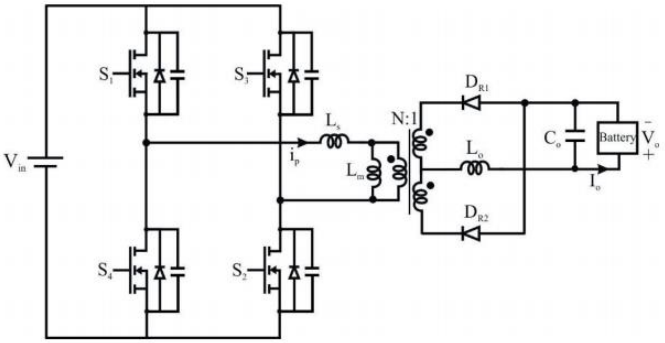
Figura 3.2 - Conversor síncrono *interleaved* CC-CC.



Fonte: Extraído de [21].

A topologia proposta por [24], é composta por um estágio composto por uma ponte completa *phase-shift* e seguida por uma conversão de energia que conta com um isolamento galvânico, conforme mostra a Figura 3.3. Esta topologia permite uma comutação suave dos elementos ativos, fazendo com que haja uma baixa perda de comutação. Apesar disso, o ruído de chaveamento e os picos de tensões ocorrem nos interruptores e nos dios, respectivamente ocasionando problemas para o BMS. Este conversor possui uma tensão de entrada fixa de 385 V e uma variação na tensão de saída de 42 – 54 V, para uma corrente de saída fixa em 15 A, o rendimento do mesmo para 54 V/15 A foi de 94,4%. A frequência de comutação dos interruptores foi de 200 kHz.

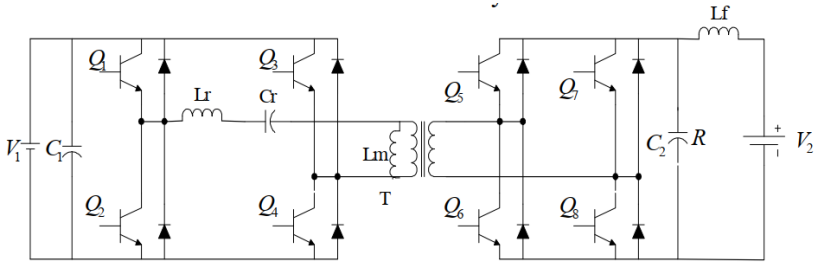
Figura 3.3 - Conversor *phase shifted full bridge*.



Fonte: Extraído de [24].

O conversor ressonante proposto por [25], específico para carregamento de veículos elétricos híbridos *plug-in* conta com uma alta eficiência, obtida através da topologia LLC. A qual, é uma execelente escolha para diminuir os esforços nos interruptores, por meio da comutação ZVS (*Zero Voltage Switching*), e praticamente elimina toda a perda de recuperação reversa de diodos. Conforme ilustrado na Figura 3.4, o primeiro estágio deste conversor é composto por uma ponte completa, seguido da parte ressonanete em série com um retificador síncrono. A potência nominal deste conversor é de 10 kW, operando com uma eficiência de aproximadamente 97% com a tensão de saída variando de 250 V a 400 V, já para uma variação de 400 V a 450 V a eficiência diminiu um pouco, porém se mantêm acima dos 95%.

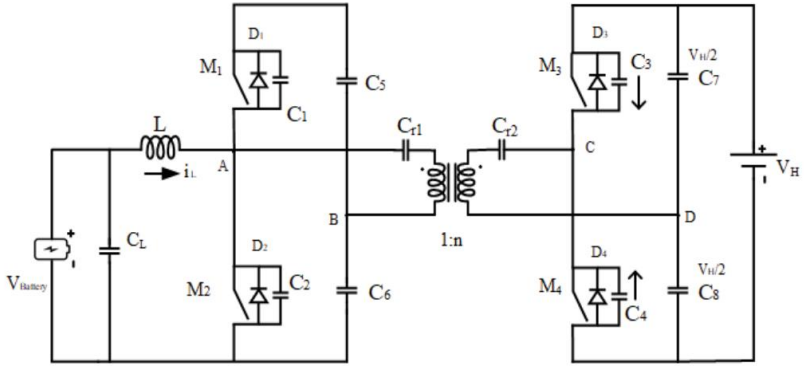
Figura 3.4 - Conversor *full-bridge* LLC ressonante CC/CC.



Fonte: Extraído de [25].

A topologia proposta em [26], apresentada na Figura 3.5, se trata de um conversor CC-CC direcional que desempenha o carregamento de baterias de VEs, sem utilizar um filtro *snubber*. Neste uma técnica de modulação diferente é implementada, fazendo com que o conversor opere como abaixador e elevador com comutação suave ZVS, em ambos os modos de operação. O secundário deste conversor conta com um conversor meia ponte boost alimentado por corrente, com o objetivo de alcançar uma tensão de saída, cujo valor seja o dobro do valor da tensão de entrada. A potência de operação deste conversor é de 1kW, a tensão mínima de entrada/saída é de 48 V, enquanto a tensão máxima de entrada/saída é de 380 V. Operando como elevador o mesmo possui uma frequência de comutação de 100 kHz, já para o modo abaixador a frequência de comutação é de 140 kHz.

Figura 3.5 - Conversor meia-ponte bidirecional CC-CC.



Fonte: Extraído de [26].

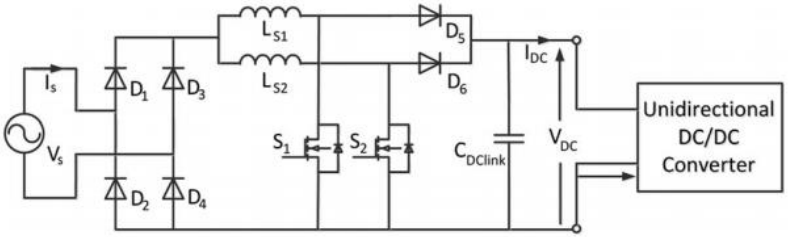
No entanto, a maioria das topologias encontradas no estado da arte para carregamento de baterias são CA-CC.

Diversas topologias apresentam retificadores ativos, na qual a corrente e a tensão são controladas na saída do estágio retificador, ou retificadores passivos associados a mais um estágio CC-CC, o qual irá controlar de fato a corrente e a tensão de saída do conversor. Ressalta-se que os retificadores ativos podem ser carregadores bidirecionais, desde que os interruptores sejam bidirecionais.

Para realizar a correção ativa do fato de potência, um dos requisitos a serem atendidos pelos conversores, o estágio retificador deve ser associado com um conversor boost, ou algum outro conversor com

características de fonte de corrente na entrada no estágio CC-CC do carregador. Dessa maneira, a topologia proposta por [27] apresenta um carregador unidirecional, cuja fonte de alimentação é a rede elétrica, na sua entrada encontra-se uma ponte de diodos seguidos de um conversor CC-CC boost *interleaved*, conforme mostra a Figura 3.6. A fim de reduzir a ondulação da corrente de carga da bateria, o estresse sobre o capacitor de saída e o tamanho dos indutores, além de apresentar algumas outras vantagens que serão descritas posteriormente neste trabalho.

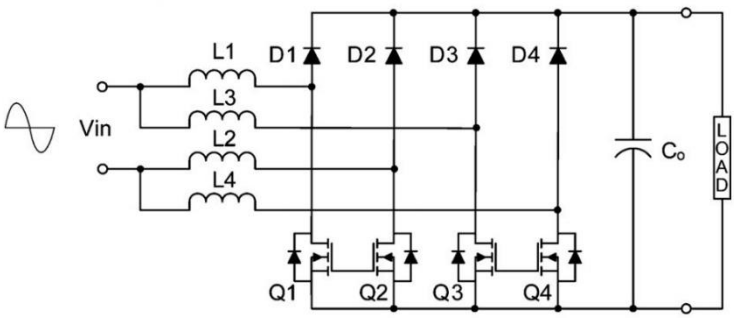
Figura 3.6 - Carregador boost interleaved unidirecional CC-CC.



Fonte: Extraído de [27].

Das arquiteturas apresentadas em [28], uma delas ilustrada na Figura 3.7, também exerce a correção do fator de potência através do conversor boost. Porém, utiliza uma topologia *bridgeless* em conjunto com a técnica *interleaved*, e uma técnica de modulação *phase-shifted*. Segundo [28], esta topologia apresentou ótimos resultados como alto fator de potência, alto rendimento do conversor para uma ampla faixa de potência e baixos harmônicos na corrente de entrada do conversor.

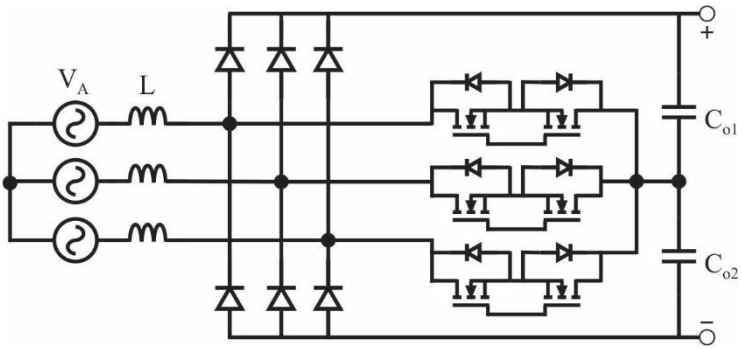
Figura 3.7 – Conversor boost PFC *bridgless interleaved*.



Fonte: Adaptado de [28].

Existem também topologias que usufruem de retificadores trifásicos na entrada, aplicados para a conversão CA-CC em carregadores de baterias. Tais topologias são, geralmente, utilizadas em sistemas de carregamento que exigem potências mais elevadas e um tempo de carregamento menor. Uma das topologias, que possibilita o controle da tensão de saída é o retificador Vienna, estrutura ilustrada na Figura 3.8, os seus semicondutores de potência recebem uma tensão reversa máxima de apenas metade do valor da tensão de saída. Esta topologia requer uma baixa indutância de entrada, apresenta baixas perdas de comutação e baixo IEM, porém este retificador necessita de controle no ponto central da tensão de saída, apresentando uma complexidade no seu controle [29].

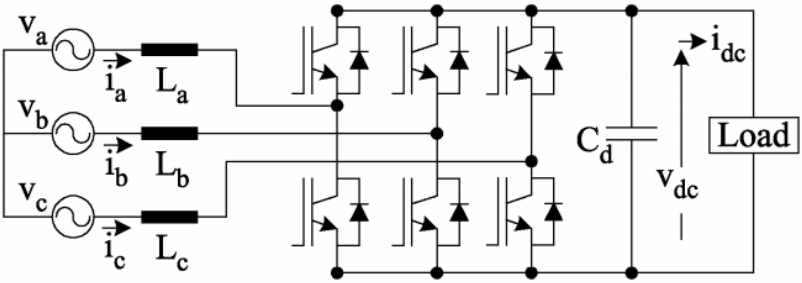
Figura 3.8 – Retificador Vienna.



Fonte: Adaptado de [29].

A topologia apresenta por [30], se trata de um VSI (*voltage source inverter*) bidirecional, baseado em um conversor boost, ou seja, elevador. O controle em malha fechada da tensão de saída deste inversor, determina a amplitude da ondulação da corrente de entrada, que se matém em fase com a tensão de entrada. Segundo [30], a topologia apresentada na Figura 3.9, é utilizada na maioria dos casos para conversão de energia CA-CC.

Figura 3.9 – Inversor VSI em ponte bidirecional baseado no conversor boost.



Fonte: Extraído de [30].

4 CARREGADOR PROPOSTO

Como apresentado no capítulo anterior, a maioria dos carregadores que fazem a carga direta nas baterias de veículos elétricos e híbridos possuem uma topologia CA-CC. Porém, como o objetivo deste projeto é realizar uma carga rápida essas topologias podem trazer muitas inconveniências ao sistema da rede elétrica. Por exemplo, para carregar o ônibus em torno de 30 minutos é necessário extrair uma corrente muito elevada da rede elétrica, exigindo cabos mais espessos e dispositivos de proteção que suportem tais correntes.

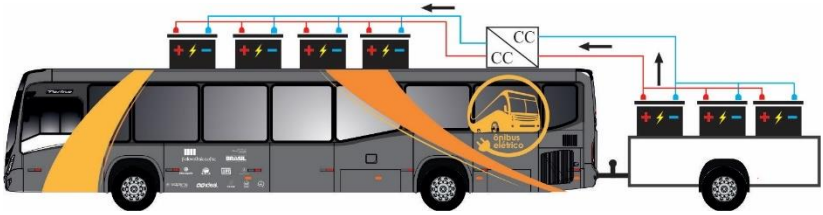
Desta maneira, para solucionar este problema um outro carregador CA-CC está sendo estudado em outra dissertação e irá realizar a carga lenta do banco de baterias estacionário, que por sua vez será utilizado como fonte de entrada para o conversor proposto nesta pesquisa.

Este banco de baterias estacionário, será composto por 6 packs de baterias modelo P140. Onde, a configuração deste banco terá 3 strings e cada string possuirá 2 packs em série. Sendo assim, no total, este banco possui uma capacidade de energia de 97,68 kWh com uma tensão nominal de 651,2V, podendo esta tensão variar entre 475,2 V e 730,4 V, para SOC 0% e 100%, respectivamente. No entanto, o ônibus elétrico do projeto possui um total de 8 packs de baterias e conforme a Tabela 2.4 a sua capacidade de energia é de 130,24 kWh. Sendo assim, para realizar transferência de energia de forma rápida entre os bancos de baterias será necessário um carregador *on-board* CC-CC de aproximadamente 300kW.

O ônibus elétrico realiza 5 viajens diárias na cidade de Florianópolis, saindo do Sapiens Parque localizado em Canasvieiras indo até o campus da UFSC no bairro Trindade e posteriormente voltando para o Sapiens Parque, possuindo atualmente somente um ponto de carregamento *off-board*, o qual fica localizado no próprio Sapiens Parque. Assim, o carregador proposto estaria alocado no E-bus e o banco de baterias estacionário seria inserido em um reboque e transportado pelo próprio ônibus, pois caso o mesmo necessite realizar um trajeto mais longo como sair do Sapiens Parque e ir até o aeroporto de Florianópolis, e posteriormente voltar, em certa altura do trajeto quando o SOC estiver próximo de 20% ele teria que se estacionado em um local seguro, para realizar a interligação entre os bancos de baterias através do conversor proposto e iniciar a transferência de energia rápida.

Um diagrama da conexão entre os bancos de baterias é apresentado na Figura 4.1. No qual, observa-se que a energia flui de forma unidirecional, realizando somente a carga do banco de baterias do E-bus.

Figura 4.1 - Diagrama representativo da conexão dos bancos de baterias .



Fonte: Autoria Própria.

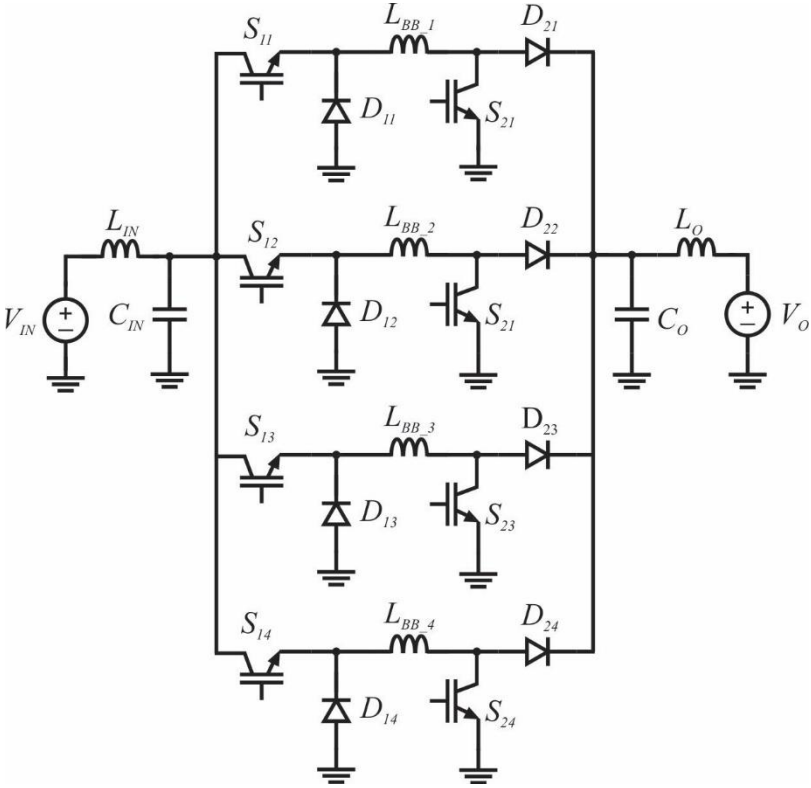
Como pode ser observado é necessário um conversor que opere como elevador e abaixador, visto que no início do carregamento do banco de baterias do E-bus o nível de tensão de entrada será maior que o nível de tensão de saída, necessitando-se de um conversor abaixador. Uma vez que, depois de inicializado a transferência de energia o banco de baterias estacionário começa a se descarregar, ou seja, sua tensão começa a diminuir, enquanto que o banco de baterias do E-bus carrega e a sua tensão aumenta. Sendo assim, em um determinado momento os níveis de tensão irão se inverter e a tensão de entrada será menor que a tensão de saída, necessitando-se de um conversor elevador.

Em função desta imposição optou-se por utilizar um conversor buck-boost no modo não inversor. Onde, o mesmo opera no modo buck e no modo boost, apresentando assim menores esforços nos componentes ativos, fazendo com que os elementos do seu circuito de potência sejam menores [31]. Tal conversor buck-boost não-inversor irá necessitar de filtros na sua entrada e na sua saída, com a intenção de diminuir as ondulações de corrente e de tensão, as quais são prejudiciais para os bancos de baterias, caso estas grandezas possuirem valores elevados de *ripple* [32]. Como a potência que este conversor irá operar será elevada, consequentemente suas correntes de entrada e saída também serão, então se faz indispensável a utilização da técnica de *interleaved*, a qual será apresentada de forma mais clara no decorrer deste capítulo.

Contudo, para construir e testar um protótipo de 300 kW, o qual será composto por 10 módulos *interleaved*, as viajens realizadas pelo E-bus teriam que ser interrompidas, pois seria necessário a utilização do seu banco de baterias, além de requerer um sistema de segurança muito fiel em relação as baterias, através do BMS, função que não faz parte deste estudo. Sendo assim, optou-se por construir um carregador buck-boost não-inversor de 12 kW, operando em modo de condução contínua (MCC), utilizando 4 módulos *interleaved* para diminuir os esforços dos elementos ativos e aumentar a frequência dos filtros, e consequentemente diminuir

o tamanho físico dos mesmos. A estrutura do conversor proposto é apresentada na Figura 4.2.

Figura 4.2 - Conversor buck-boost não-inversor com 4 módulos *interleaved*.



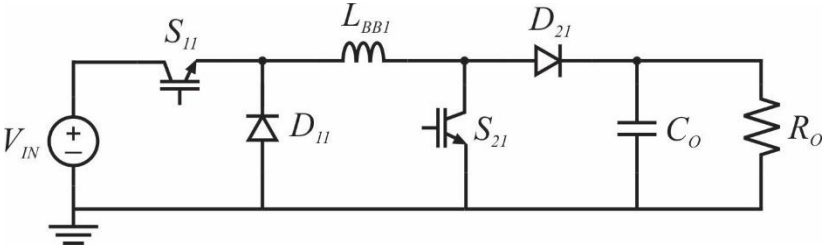
Fonte: Autoria própria.

4.1 CONVERSOR BUCK-BOOST NÃO-INVERSOR

Um conversor CC-CC tem a função de converter a sua tensão de entrada em uma tensão de saída que possa ser regulada conforme a necessidade do projeto. Sendo, o valor médio da tensão de saída proporcional ao tempo no qual a saída fica ligada em relação à entrada, através de semicondutores de potência. A conversão desta tensão é realizada geralmente com a aplicação de um capacitor, um indutor e um semicondutor que opere em alta frequência.

Como já mencionado o conversor buck-boost não-inversor pode operar somente no modo buck ou somente no modo boost, possuindo característica abaixador/elevador, possibilitando assim inúmeras aplicações para o mesmo. O conversor buck-boost não-inversor dispõe de apenas um único indutor, porém comparado a um conversor buck-boost tradicional, o mesmo contém um interruptor e um diodo a mais, conforme mostrando na Figura 4.3.

Figura 4.3 - Conversor buck-boost não-inversor.



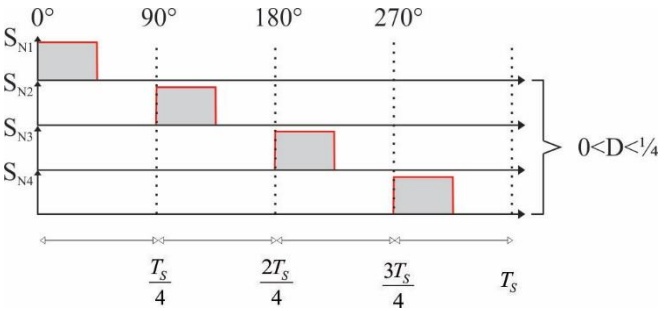
Fonte: Autoria própria.

4.1.1 Conversor buck-boost não-inversor *interleaved*

A técnica *interleaved* consiste na defasagem (θ) dos pulsos de comando dos interruptores, os quais possuem a mesma frequência de comutação, conforme apresentado na Figura 4.4. No entanto, a defasagem depende do número de conversores associados em paralelo $(N_{módulos})$, sendo esta relação apresentada pela equação (4.1).

$$\theta = \frac{360°}{N_{módulos}} \tag{0.6}$$

Figura 4.4 - Defasagem do comando dos interruptores para quatros módulos interleaved.



Fonte: Autoria própria.

Em geral, o filtro de saída e o filtro de entrada são compartilhados pelos "N_m" intercalados. Essa técnica oferece várias vantagens, como menor ondulação na corrente de entrada/saída (dependendo da topologia do conversor), redução das perdas de condução e a melhoria na eficiência do conversor.

A corrente total que flui pelo do conversor é compartilhada de forma igualitária pelos módulos intercalados, nos quais a frequência de chaveamento é a mesma, mas os sinais de comando são defasados entre si, o ângulo desta defasagem é de determinado pela quantidade de módulos em paralelo. Através da técnica *interleaved,* obtêm-se a redução da amplitude da ondulação e aumenta-se a frequência de ondulação efetiva nos filtros do conversor sem aumentar as perdas de comutação ou as tensões do mesmo. Sendo assim, um conversor *interleaved* demanda de menores requisitos de armazenamento de energia e filtragem, resultando em densidades de conversão de potência muito melhores sem afetar a eficiência [27], [33].

Esta técnica é bastante utilizada em conversores que possuem elevadas correntes de entrada e/ou saída, pois a corrente é compartilhada pelos módulos, sendo assim, é possível utilizar indutores e semicondutores com capacidades elétricas reduzidas, ou seja, componentes de menor custo.

Em função do compartilhamento da corrente, em MCC há uma grande preocupação em manter o balanço de corrente entre todos os módulos, pois uma pequena variação no *duty cycle* de um canal pode causar um desequilíbrio entre os módulos. Dessa forma, o uso de um controle digital reduz consideravelmente tal desequilíbrio de corrente.

Segundo [34], o uso da técnica *interleaved* está sendo bastante empregada em carregadores automotivos, devido a elevada potência que os mesmos processam. Independentemente do número de módulos em paralelo o ganho estático do conversor se mantém o mesmo.

4.1.2 Técnica de modulação

O estudo da estratégia de modulação implementada no conversor proposto é de suma importância, visto que os esforços dos elementos ativos variam conforme a modulação aplicada nos interruptores. A técnica de modulação clássica para este conversor seria operar os dois interruptores (S_{1N} e S_{2N}) presentes em cada módulo com o mesmo sinal de comando. No qual, o ganho estático do conversor para esta modulação, é o mesmo ganho de um conversor buck-boost clássico, conforme apresentado na expressão (4.2).

$$G_{BB} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D} \tag{0.7}$$

Sendo assim, dependo do valor da razão cíclica o conversor poderá operar no modo abaixador ou no modo elevador, caracterizando os conversores buck e boost, conforme apresentado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Modo de operação em função do valor da razão cíclica.

Razão Cíclica	Modo de operação
$0 < D < 0.5$	Buck $(V_{IN} > V_O)$
$D = 0.5$	Buck-Boost $(V_{IN} = V_O)$
$0.5 < D < 1$	Boost $(V_O > V_{IN})$

No entanto, esta estratégia de modulação acarreta em grandes esforços de corrente nos interruptores e nos diodos, visto que os dois interruptores entram com condução ao mesmo tempo e operam durante todo o funcionamento do conversor.

Sendo assim, optou-se por uma estratégia de modulação um pouco mais complexa denominada *two carrier waves* (duas ondas portadoras) [35]- [36], que permite o conversor buck-boost não-inversor operar utilizando somente os elementos ativos do modo buck ou do modo boost. O ganho para esta estratégia depende do seu modo de operação, ou seja, no modo buck o ganho é representado pela equação (4.3) e no modo boost

pela equação (4.4), uma vez que K_1 representa a razão cíclica para o modo buck e K_2 para o modo boost. Proporcionando assim, significativas as reduções de perdas de condução e comutação nos elementos ativos.

$$G_{BB} = \frac{V_O}{V_{IN}} = K_1 \tag{0.8}$$

$$G_{BB} = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - K_2} \tag{0.9}$$

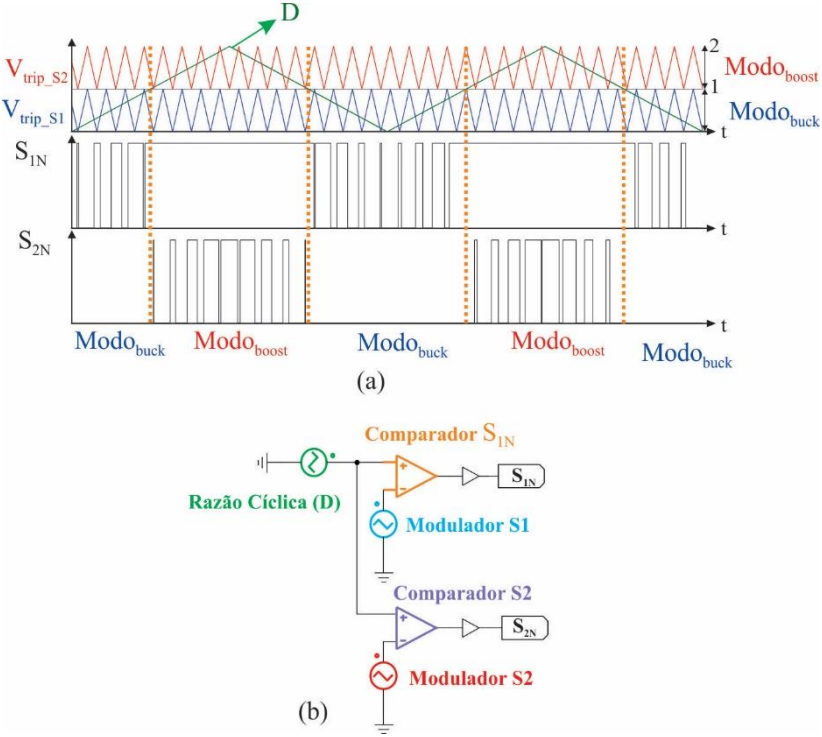
A Tabela 4.2 apresenta os estágios de comutação do conversor buck-boost não-inversor, utilizando a estratégia de modulação *two carrier waves*.

Tabela 4.2 – Estratégia de modulação *two carrier waves* no conversor buck-boost não-inversor.

Modo de operação	Interruptor S_{1N}	Interruptor S_{2N}
Buck	Comutando	OFF
Boost	ON	Comutando
Buck-Boost	Comutando	Comutando

Com base na Tabela 4.2, é possível compreender as comutações da estratégia de modulação adotada. Está técnica é composta por dois comparadores, sendo um comparador para cada interruptor de um módulo do conversor buck-boost não-inversor. Em função disso, quando o valor da razão cíclica estiver entre 0 e 1 o conversor irá operar no modo buck, consequentemente, quando o seu valor estiver entre 1 e 2 o conversor passará a operar no modo boost. A Figura 4.5 apresenta a alternância da comutação dos interruptores conforme a variação do valor da razão cíclica, além do circuito de comparadores, somente a comutação de um dos módulos está representada.

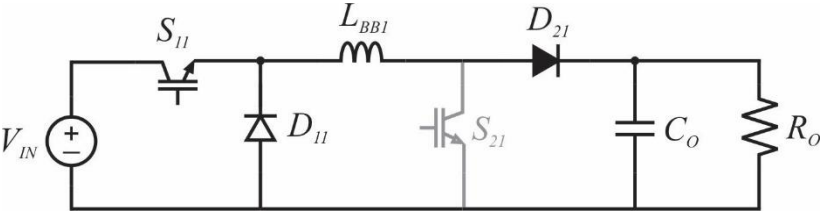
Figura 4.5 a) Alternância da comutação dos interruptores; b) Circuito dos comparadores.



Fonte: Autoria própria.

Como pode ser observado na Tabela 4.2, quando se opera o conversor somente no modo buck, o interruptor S_{2N} é comandado a sempre estar bloqueado, enquanto o interruptor S_{1N} é comandado como um interruptor de um conversor buck tradicional, conforme apresentado na Figura 4.6. Possuindo assim, as mesmas características estáticas e dinâmicas de um conversor buck [34].

Figura 4.6 - Conversor buck-boost não-inversor operando no modo buck.

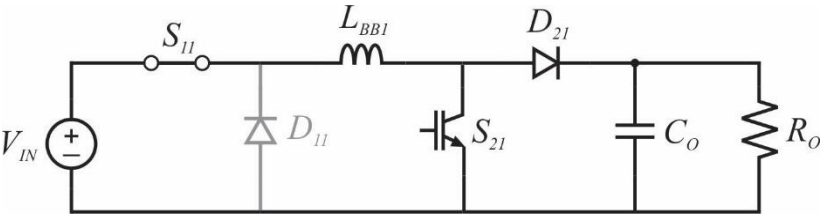


Fonte: Autoria própria.

Existem três razões que evidenciam que o conversor operando no modo buck é mais eficiente que no modo buck-boost. Primeiro, o interruptor S_{21} está sempre bloqueado, ou seja, não há potência dissipada no mesmo. Segundo o interruptor S_{11}, o diodo D_{11} e o indutor L_{BB1} necessitam de menos esforços de corrente do que o modo buck-boost. E por último, o diodo D_{21} não sofre perdas de recuperação reversa, uma vez que o mesmo ficará polarizado e conduzirá o período inteiro [34].

No entanto, para operar o conversor em questão somente no modo boost, se faz necessário manter o interruptor S_{11} sempre comandado a conduzir, enquanto o interruptor S_{21} é controlado da mesma maneira que o interruptor de um boost clássico. Neste modo de operação o diodo D_{11} não conduz, conforme apresentado na Figura 4.7. Da mesma forma que para o modo buck, o conversor buck-boost não-inversor operando em modo boost, possui as mesmas características estáticas e dinâmicas de um conversor boost clássico. Além disso, maiores eficiências podem ser alcançadas pelas mesmas razões que no modo buck [34].

Figura 4.7 - Conversor buck-boost não-inversor operando no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

4.1.3 Etapas de operação

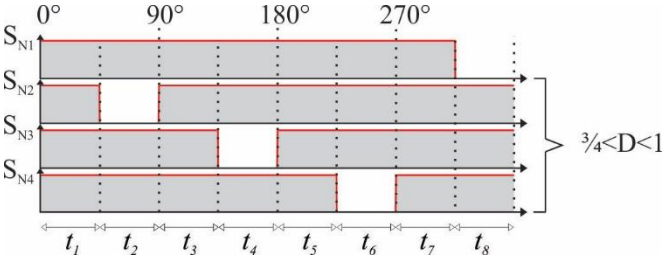
O conversor buck-boost não-inversor apresentado nesse estudo contará com quatro módulos em paralelo, como já mencionado. Sendo assim, os interruptores do mesmo serão acionados com uma defasagem de $90°$ nos dois modos de operação.

Em função, de possuir quatro módulos *interleaved*, para cada intervalo de razão cíclica (ΔD) de 0,25, conforme apresentado anteriormente na Figura 4.4, o conversor em questão possui formas de operações diferentes. Então, no total seriam 4 estágios de operação no modo buck e cada estágio de operação possui 8 etapas de operação. O mesmo se equivale para o modo boost. Dessa maneira, será apresentado somente as etapas de operação para um intervalo de razão cíclica.

4.1.3.1 Etapas de operação no modo buck

Conforme será visto futuramente no Capítulo 5 , o conversor em estudo no modo buck irá operar na maior parte do tempo em um intervalo de razão cíclica entre 0,75 e 1. Em função, dos níveis de tensão dos bancos de baterias. Sendo assim, para este ΔD os interruptores dos módulos serão comutados conforme mostra a Tabela 4.3. Já a Figura 4.8 apresenta os sinais de comando dos interruptores. Lembrando que neste modo de operação os interruptores S_{2N} não irão entrar em condução, permanecendo sempre abertos.

Figura 4.8 - Sinais de comando dos interruptores para 0,75 < D <1.



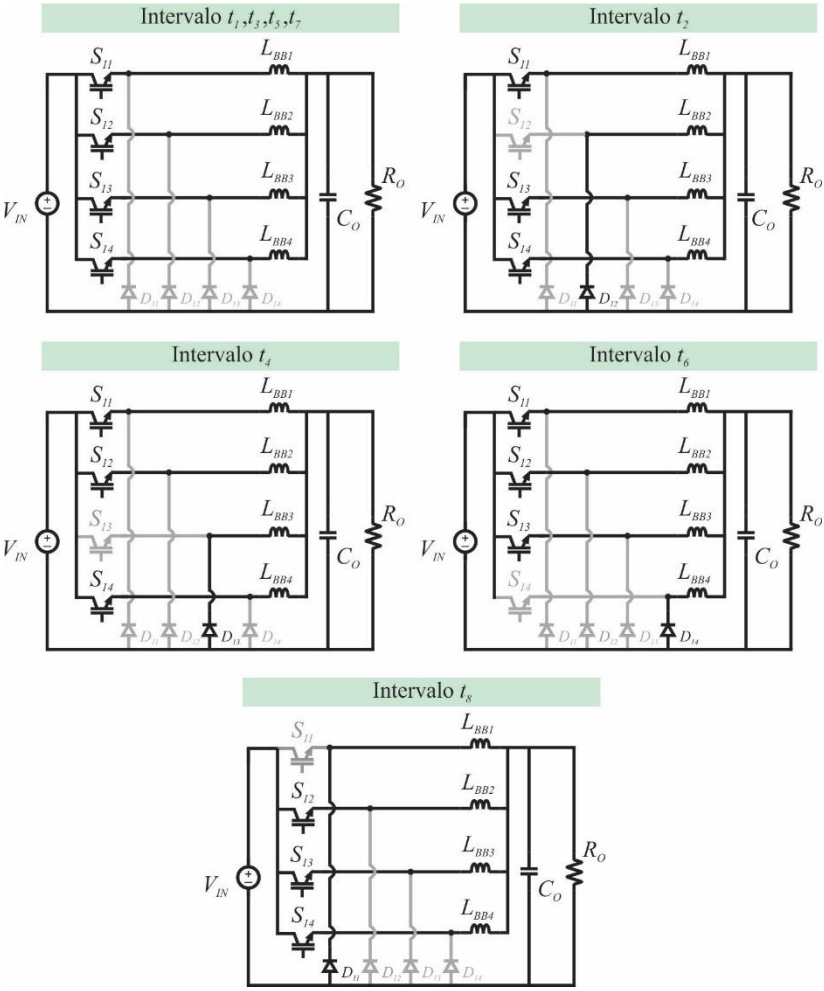
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.3 - Acionamento dos interruptores no modo buck para 0,75 < D < 1.

Intervalo	S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}
t1	ON	ON	ON	ON
t2	ON	OFF	ON	ON
t3	ON	ON	ON	ON
t4	ON	ON	OFF	ON
t5	ON	ON	ON	ON
t6	ON	ON	ON	OFF
t7	ON	ON	ON	ON
t8	OFF	ON	ON	ON

Conforme observado na Figura 4.8, ocorre a sobreposição dos sinais de comando dos interruptores entre os módulos. Os circuitos equivalentes para cada etapa de operação são apresentados na Figura 4.9. Os interruptores $\left(S_{2N}\right)$ e os diodos $\left(D_{2N}\right)$ foram retirados da análise, visto que eles não influenciam na mesma.

Figura 4.9 - Etapas de operação do conversor operando no modo buck para 0,75 < D <1.



Fonte: Autoria própria.

- Etapa 1 $(0, t_1)$: Nesta etapa de operação todos os interruptores estão conduzindo e os indutores L_{BB1}, L_{BB2}, L_{BB3} e L_{BB4} estão sendo carregados e sua corrente cresce linearmente. Os diodos D_{1N} estão reversamente polarizados.

- Etapa 2 (t_1, t_2): Nesta o interruptor S_{12} está bloqueado, enquanto os demais interruptores conduzem. Sendo assim, os indutores L_{BB1}, L_{BB3} e L_{BB4} são carregados e suas correntes crescen linearmente. Já o indutor L_{BB2} é descarregado na carga através do diodo D_{12}, os demais diodos permanecem reversamente polarizados.

- Etapa 3 (t_2, t_3): Idêntica a Etapa 1.

- Etapa 4 (t_3, t_4): O interruptor S_{13} está bloqueado, enquanto os demais interruptores conduzem. Sendo assim, os indutores L_{BB1}, L_{BB2} e L_{BB4} carregam e o indutor L_{BB3} descarrega linearmente através do diodo D_{13}, os demais diodos permanecem reversamente polarizados.

- Etapa 5 (t_4, t_5): Idêntica a Etapa 1 e consequentemente a Etapa 3.

- Etapa 6 (t_5, t_6): Nesta etapa os interruptores S_{11}, S_{12} e S_{13} estão conduzindo, enquanto o interruptor S_{14} é bloqueado. O indutor L_{BB4} descarrega linearmente através do diodo D_{14}, os demais diodos permanecem reversamente polarizados. Os indutores L_{BB1}, L_{BB2} e L_{BB3} carregam e suas correntes crescem linearmente.

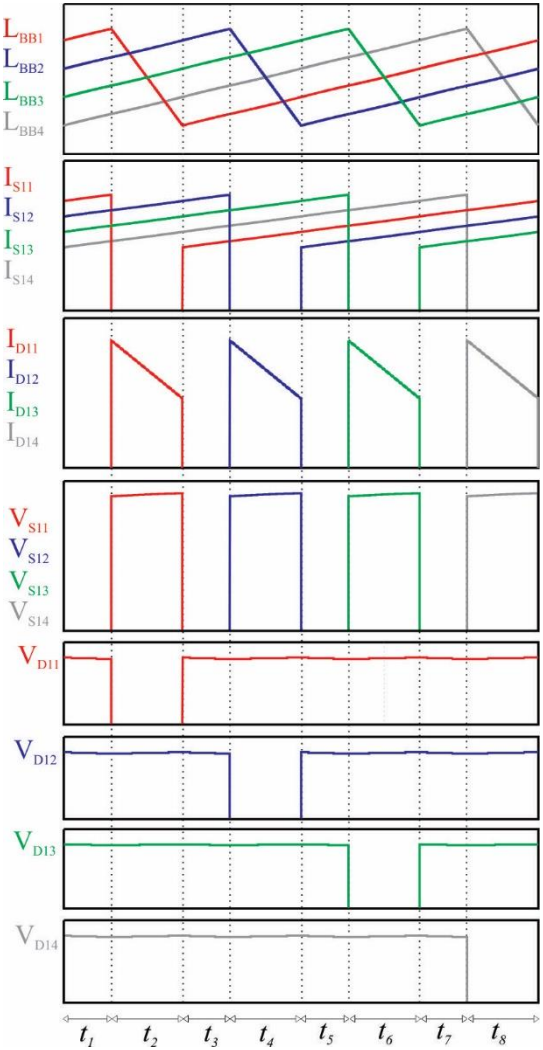
- Etapa 7 (t_6, t_7): Idem Etapa 1, Etapa 3 e Etapa 5.

- Etapa 8 (t_7, t_8): Na última etapa de operação o interruptor S_{11} está bloqueado, enquanto os demais interruptores conduzem. Sendo assim, enquanto os indutores L_{BB2}, L_{BB3} e L_{BB4} carregam, o indutor L_{BB1} descarrega através do diodo D_{11}, os demais diodos permanecem reversamente polarizados.

As formas de onda das correntes e tensões sobre os indutores, interruptores e diodos do conversor buck-boost não- inversor *interleaved*

operando no modo buck para um intervalo de razão cíclica entre 0,75 e 1, estão ilustradas na Figura 4.10.

Figura 4.10 - Forma de onda da corrente nos indutores, das tensões e correntes dos interruptores e diodos para $0,75 < D < 1$ modo buck.

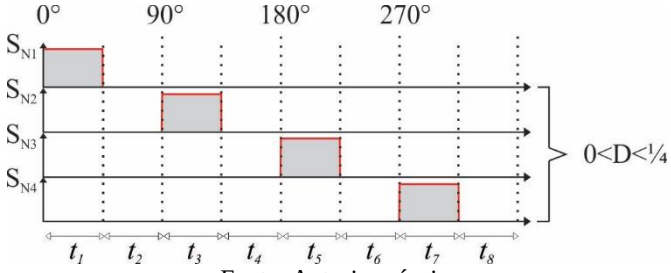


Fonte: Autoria própria.

4.1.3.2 Etapas de operação no modo boost

Já no modo boost o conversor irá operar na maior parte do tempo em um intervalo de razão cíclica entre 0 e 0,25. Para este ΔD os interruptores dos módulos serão comutados conforme mostra a Tabela 4.4. A Figura 4.11 apresenta os sinais de comando dos interruptores.

Figura 4.11 - Sinais de comando dos interruptores para 0 < D <0,25.



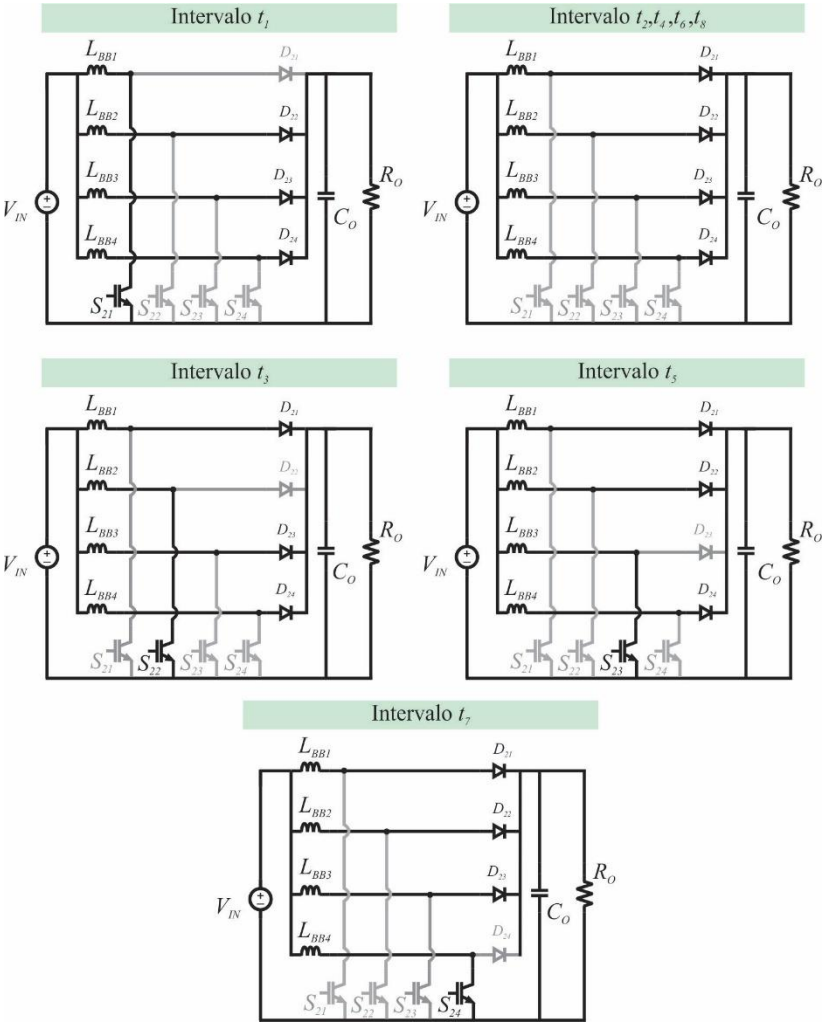
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.4 - Acionamento dos interruptores no modo boost para 0 < D < 0,25.

Intervalo	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}
t1	ON	OFF	OFF	OFF
t2	OFF	OFF	OFF	OFF
t3	OFF	ON	OFF	OFF
t4	OFF	OFF	OFF	OFF
t5	OFF	OFF	ON	OFF
t6	OFF	OFF	OFF	OFF
t7	OFF	OFF	OFF	ON
t8	OFF	OFF	OFF	OFF

Conforme observado na Figura 4.11, neste estágio não ocorre a sobreposição dos sinais de comando dos interruptores entre os módulos. Os circuitos equivalentes para cada etapa de operação são apresentados na Figura 4.12. Neste modo de operação os interruptores S_{1N} estarão sempre em condução e os diodos D_{1N} estarão sempre reversamente polarizados, não influenciando na operação do conversor no modo boost.

Figura 4.12 - Etapas de operação do conversor operando no modo boost para 0 < D < 0,25.



Fonte: Autoria própria.

- Etapa 1 $(0,\ t_1)$: Nesta etapa de operação somente o interruptor S_{11} está conduzindo, então o indutor L_{BB1} está sendo carregado e a sua corrente cresce linearmente. Os demais interruptores S_{12}, S_{13} e S_{14}

estão bloqueados. Sendo assim, os indutores L_{BB2}, L_{BB3} e L_{BB4} estão sendo descarregados através dos diodos D_{12}, D_{13} e D_{14} que estão diretamente polarizados.

- Etapa 2 (t_1, t_2): Nesta etapa de operação todos os interruptores estão bloqueados. Sendo assim, os diodos D_{11}, D_{12}, D_{13} e D_{14} estão conduzindo e consequentemente os indutores são descarregados através deles.

- Etapa 3 (t_2, t_3): Os interruptores S_{11}, S_{13} e S_{14} estão bloqueados. Somente o interruptor S_{12} conduz e o indutor L_{BB2} é carregado. Os diodos D_{11}, D_{13} e D_{14} estão diretamente polarizados.

- Etapa 4 (t_3, t_4): Idêntica a Etapa 2.

- Etapa 5 (t_4, t_5): Nesta etapa de operação somente o interruptor S_{13} está conduzindo, então o indutor L_{BB3} está sendo carregado e a sua corrente cresce linearmente. Os demais interruptores S_{11}, S_{12} e S_{14} estão bloqueados. Sendo assim, os indutores L_{BB1}, L_{BB2} e L_{BB4} estão sendo descarregados através dos diodos D_{11}, D_{12} e D_{14} que estão diretamente polarizados.

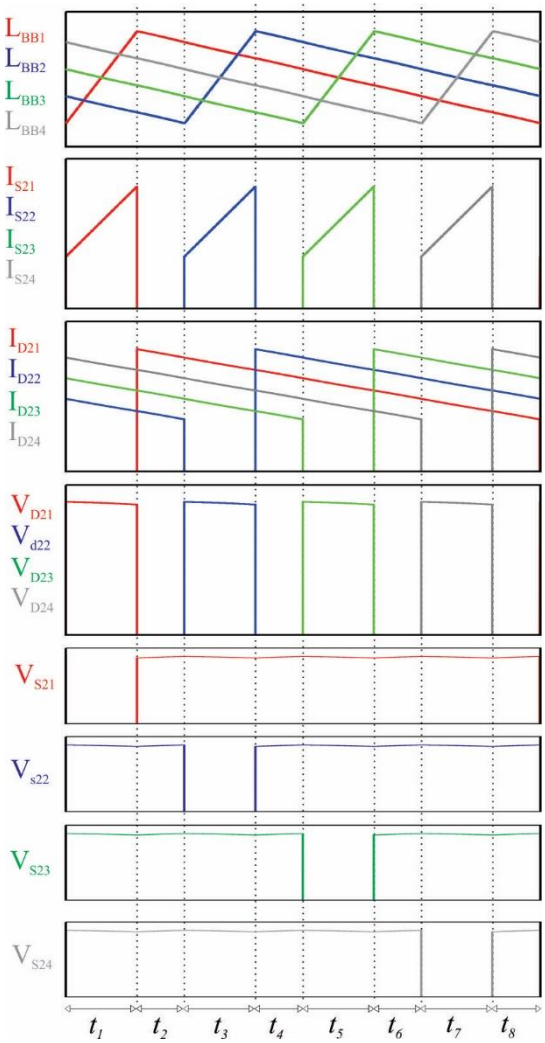
- Etapa 6 (t_5, t_6): Idêntica a Etapa 2 e a Etapa 4.

- Etapa 7 (t_6, t_7): Os interruptores S_{11}, S_{12} e S_{14} estão bloqueados. Somente o interruptor S_{14} conduz e o indutor L_{BB4} é carregado. Os diodos D_{11}, D_{12} e D_{13} estão diretamente polarizados. Dessa maneira, os indutores L_{BB1}, L_{BB2} e L_{BB3} estão sendo descarregados através dos mesmos.

- Etapa 8 (t_7, t_8): Idêntica a Etapa 2, Etapa 4 e Etapa 6.

As formas de onda das correntes e tensões sobre os indutores, interruptores e diodos do conversor buck-boost não- inversor *interleaved* operando no modo boost para um intervalo de razão cíclica entre 0 e 0,25, estão ilustradas na Figura 4.13.

Figura 4.13 - Forma de onda da corrente nos indutores, das tensões e correntes dos interruptores e diodos para $0 < D < 0,25$ modo boost.

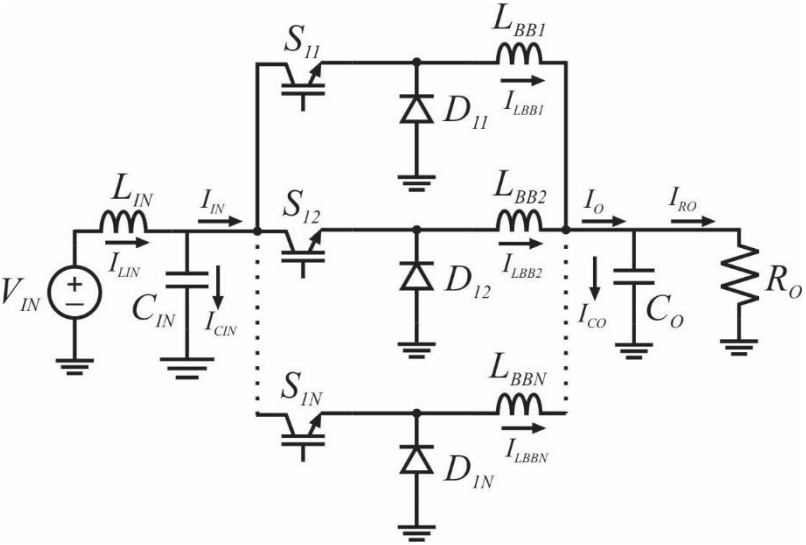


Fonte: Autoria própria.

4.1.4 Análise da ondulação de tensão no capacitor do filtro de entrada

A análise da ondulação da tensão de entrada $\left(\Delta V_{CIN}\right)$ é realizada quando o conversor está operando no modo buck. Então, se faz necessário levar em consideração o filtro LC de entrada e a carga será considerada uma carga resistiva, conforme a Figura 4.14.

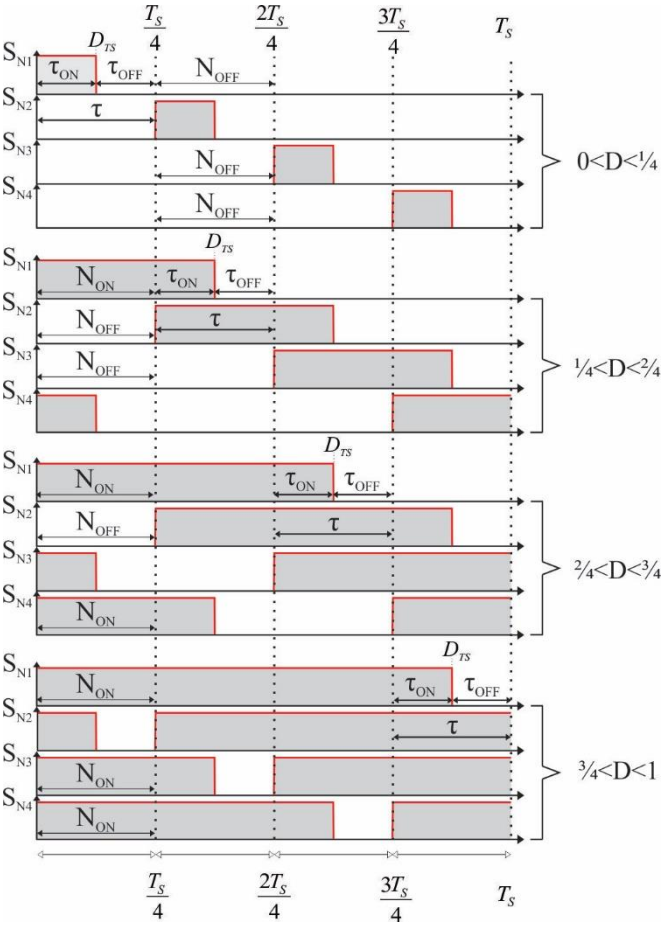
Figura 4.14 - Conversor buck *interleaved* com filtro LC na entrada.



Fonte: Autoria própria.

Tal análise leva em consideração os 4 módulos *interleaved* e tem o intuito de apresentar uma equação genérica que possa servir para determinar a ondulação da tensão no capacitor do filtro de entrada para o conversor buck-boost não-inversor com $N_{módulos}$ *interleaved*. A Figura 4.15 apresenta os sinais de comando dos interruptores para os diferentes intervalos de razão cíclica.

Figura 4.15 - Sinais de comando para cada intervalo de razão cíclica de conversor *interleaved* com 4 módulos.



Fonte: Autoria própria.

Através da Figura 4.15, pode-se extrair informações que são apresentadas na Tabela 4.5, que traz o número de interruptores que estão em condução ou em bloqueio. O intervalo da razão cíclica ΔD é estabelecido conforme a equação (4.5), onde N_{TOTAL} é o número total de módulos em paralelo. Neste caso, $N_{TOTAL} = 4$.

$$\Delta D = \frac{1}{N_{TOTAL}} = 0,25 \tag{0.10}$$

Tabela 4.5 - Número de interruptores conduzindo ou bloqueado para cada ΔD de um conversor com 4 módulos em paralelo.

ΔD	N_{ON}	N_{OFF}	$N_{ON}+1$
$0 < D < 1/4$	0	3	1
$1/4 < D < 2/4$	1	2	2
$2/4 < D < 3/4$	2	1	3
$3/4 < D < 1$	3	0	4

Onde:

- N_{ON} → Número de interruptores que estão sempre em *on-state* no intervalo τ .
- N_{OFF} → Número de interruptores que estão sempre em *off-state* no intervalo τ .

Está análise, será realizada para as 4 etapas de ΔD, com o intuito de no final comparar as 4 equações de ΔV_{CIN} encontradas e determinar uma equação genérica.

A primeira etapa se inicia para o intervalo $0 < D < 1/4$ e será analisado o subintervalo τ_{OFF} . Observa-se na Tabela 4.5 que não há nenhum interruptor em *on-state*. Sendo assim, neste instante considera-se que a corrente no capacitor do filtro de entrada C_{IN} tem o valor da própria corrente de entrada do conversor, conforme mostra a equação (4.6).

$$Ic_{IN} = I_{IN} \tag{0.11}$$

O subintervalo τ_{OFF} é representado através da expressão (4.7).

$$\Delta T = \frac{T_S}{4} - D \cdot T_S$$
$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot \left(1 - 4 \cdot D\right) \tag{0.12}$$

A corrente no capacitor de entrada também pode ser expressa através da equação (4.8).

$$I_{CIN} = \frac{C_{IN} \cdot \Delta V_{CIN}}{\Delta T} \tag{0.13}$$

Substituindo (0.11) e (0.12) em (0.13), realizando as devidas manipulações algébricas e sabendo que no modo buck $I_{IN} = I_{OUT} \cdot D$, obtém-se a equação (4.9).

$$\Delta V_{CIN} = \frac{I_{OUT} \cdot T_S}{C_{IN}} \cdot \frac{D}{4} \cdot \left(1 - 4 \cdot D\right) \tag{0.14}$$

Normatizando a expressão (0.14), multiplicando e dividindo a mesma por 4, obtém-se a equação (4.10).

$$\overline{\Delta V_{CIN}} = \frac{C_{IN} \cdot \Delta V_{CIN}}{I_{OUT} \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot \left(4 \cdot D - 0\right) \cdot \left(1 - 4 \cdot D\right) \tag{0.15}$$

Na segunda etapa, a qual é representada pelo intervalo $1/4 < D < 2/4$, também terá o seu subintervalo τ_{OFF} analisado. Porém, nesta etapa apenas um interruptor está em *on-state*, com isso neste subintervalo a corrente no capacitor C_{IN} se dá pela expressão (4.11).

$$I_{CIN} = I_{IN} - I_{LBB1} \tag{0.16}$$

Como $I_{IN} = I_{OUT} \cdot D$ e $I_{LBB1} = I_{OUT}/4$. A corrente de entrada passa a ser expressa pela equação (4.12).

$$I_{CIN} = I_O \cdot D - \frac{I_O}{4}$$
$$I_{CIN} = \frac{I_O}{4} \cdot (4 \cdot D - 1) \quad (0.17)$$

O subintervalo τ_{OFF} desta etapa é representado através da expressão (4.13).

$$\Delta T = \frac{2 \cdot T_S}{4} - D \cdot T_S$$
$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (2 - 4 \cdot D) \quad (0.18)$$

Substituindo (0.17) e (0.18) em (0.13) e realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se (4.14).

$$\Delta V_{CIN} = \frac{1}{16} \cdot \frac{I_O \cdot T_S}{C_{IN}} \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot (2 - 4 \cdot D) \quad (0.19)$$

Normatizando a equação (0.19), chega-se na equação (4.15).

$$\overline{\Delta V_{CIN}} = \frac{C_{IN} \cdot \Delta Vc_{IN}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot (2 - 4 \cdot D) \quad (0.20)$$

A terceira etapa desta análise, a qual compõem o intervalo $2/4 < D < 3/4$, também terá a analise realizada em τ_{OFF}. Neste subintervalo há dois interruptores em condução *on-state*, em função disso, a corrente do capacitor de entrada se dá pela equação (4.16). Uma vez que, a corrente dos indutores dos módulos possua o mesmo valor médio.

$$I_{CIN} = I_{IN} - 2 \cdot I_{LBB1} \quad (0.21)$$

A corrente de entrada também pode ser expressa pela equação (4.17).

$$I_{CIN} = I_O \cdot D - \frac{2I_O}{4}$$
$$I_{CIN} = \frac{I_O}{4} \cdot (4 \cdot D - 2) \tag{0.22}$$

O subintervalo τ_{OFF} da terceira etapa é representado através da expressão (4.18).

$$\Delta T = \frac{3T_S}{4} - D \cdot T_S$$
$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (3 - 4 \cdot D) \tag{0.23}$$

Substituindo (0.22) e (0.23) em (0.13), realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se a equação (4.19).

$$\Delta V_{CIN} = \frac{1}{16} \cdot \frac{I_O \cdot T_S}{C_{IN}} \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot (3 - 4 \cdot D) \tag{0.24}$$

Normatizando (0.24), obtém-se (4.20).

$$\overline{\Delta V_{CIN}} = \frac{C_{IN} \cdot \Delta V_{CIN}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot (3 - 4 \cdot D) \tag{0.25}$$

A quarta e última etapa, a qual se caracteriza pelo intervalo $3/4 < D < 4/4$, também terá análise no subintervalo τ_{OFF}. No entanto, nesta etapa três interruptores estão em *on-state*, com isso a corrente no capacitor C_{IN} se dá pela expressão (4.21). Uma vez que, os indutores do conversor possuam corrente com o mesmo valor médio.

$$I_{CIN} = I_{IN} - 3 \cdot I_{LBB1} \tag{0.26}$$

A corrente de entrada também pode ser expressa pela equação (4.22).

$$I_{CIN} = I_O \cdot D - \frac{3I_O}{4}$$
$$I_{CIN} = \frac{I_O}{4} \cdot (4 \cdot D - 3) \quad (0.27)$$

O subintervalo τ_{OFF} da terceira etapa é representado através da expressão (4.23).

$$\Delta T = \frac{4T_S}{4} - D \cdot T_S$$
$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (3 - 4 \cdot D) \quad (0.28)$$

Substituindo (0.28) e (0.27) em (0.13), realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se a equação (4.24).

$$\Delta V_{CIN} = \frac{1}{16} \cdot \frac{I_O \cdot T_S}{C_{IN}} \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot (4 - 4 \cdot D) \quad (0.29)$$

Normatizando (0.29), obtém-se a equação (4.25).

$$\overline{\Delta V_{CIN}} = \frac{C_{IN} \cdot \Delta V_{CIN}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot (4 - 4 \cdot D) \quad (0.30)$$

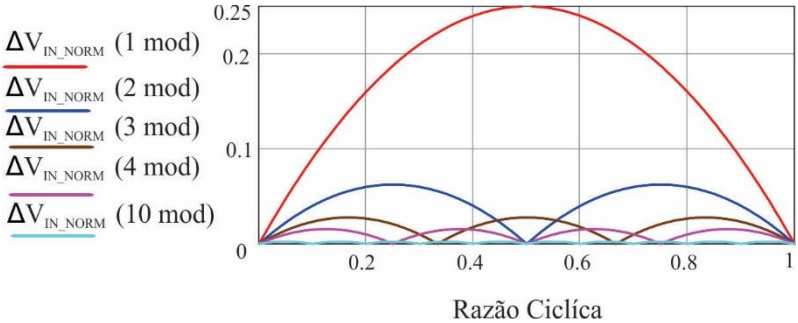
Em função dos $\overline{\Delta V_{CIN}}$ determinados pelas expressões (0.15), (0.20) , (0.25), (0.30) e com a ajuda dos dados contidos na Tabela 4.5. A equação (4.26) pode ser estabelecida. Sendo a mesma, a equação genérica para a ondulação de tensão de entrada para um número de "n" conversores buck-boost não-inversor *interleaved* que possuem filtro LC na entrada.

$$\overline{\Delta V_{CIN}} = \frac{C_{IN} \cdot \Delta V_{CIN}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 2}} \cdot (N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}) \cdot (N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D) \quad (0.31)$$

A Figura 4.16 apresenta a ondulação da tensão de entrada do conversor buck-boost não-inversor *interleaved*, obtida através da expressão 4.26 para diferentes números de módulos intercalados.

Observa-se na mesma que quanto maior o número de módulos em paralelo, menor é a ondulação de tensão no capacitor do filtro de entrada.

Figura 4.16 - Ondulação da tensão no capacitor do filtro de entrada parametrizada.



Fonte: Autoria própria.

4.1.5 Análise da ondulação de corrente do indutor de entrada

A análise da ondulação da corrente de entrada é realizada quando o conversor está operando no modo buck. Visto que, no modo boost o conversor possui automaticamente entrada em corrente. Novamente irá considera-se que o conversor possui um filtro LC na sua entrada e carga resistiva, conforme a Figura 4.14.

A ondulação de corrente de entrada de um conversor buck clássico, pode ser determinada pela expressão (4.27) [37].

$$\Delta I_{LIN} = \frac{4 \cdot \Delta V_{CIN}}{\pi^3 \cdot f_S \cdot L_{IN}} \tag{0.32}$$

No entanto, para um conversor buck *interleaved*, a sua ondulação de corrente na entrada passa a ser representada pela expressão (4.28), por motivos já explicados anteriormente neste capítulo.

$$\Delta I_{LIN} = \frac{4 \cdot \Delta V_{CIN}}{\pi^3 \cdot N_{TOTAL} \cdot f_S \cdot L_{IN}} \tag{0.33}$$

Extraindo a equação (0.31) da normatização e reescrevendo a mesma em função de ΔV_{CIN}, obtém-se a equação (4.29).

$$\Delta V_{CIN} = \frac{I_O \cdot T_S}{C_{IN}} \cdot \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 2}} \cdot \left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right) \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right) \quad (0.34)$$

Substituindo a equação (0.34) em (0.33), obtém-se a expressão (4.30).

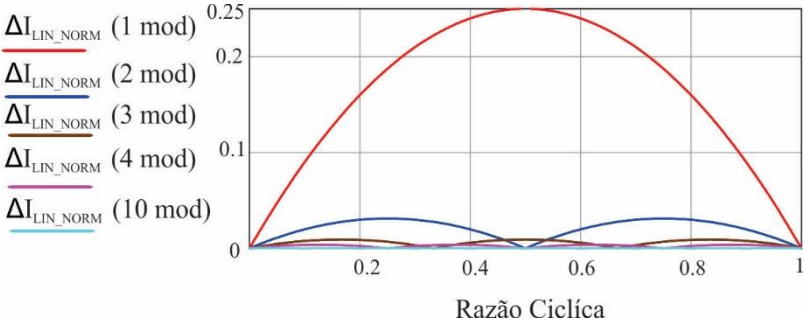
$$\Delta I_{LIN} = \frac{4 \cdot I_O}{\pi^3 \cdot f_S^{\ 2} \cdot C_{IN} \cdot L_{IN}} \cdot \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 3}} \cdot \left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right) \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right) \quad (0.35)$$

Normatizando a expressão (0.35), chega-se na expressão (4.31). A qual determina a ondulação da corrente no indutor de entrada do conversor buck-boost não-inversor *interleaved*.

$$\overline{\Delta I_{LIN}} = \frac{\Delta I_{IN} \cdot \pi^3 \cdot f_S^{\ 2} \cdot C_{IN} \cdot L_{IN}}{4 \cdot I_O} = \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 3}} \cdot \left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right) \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right) \quad (0.36)$$

A Figura 4.17 apresenta a ondulação da corrente de entrada, obtida através da expressão (0.36). Observa-se na mesma que quanto maior o número de módulos em paralelo, menor é a ondulação de corrente no indutor do filtro de entrada.

Figura 4.17 - Ondulação da corrente no indutor do filtro de entrada parametrizada.

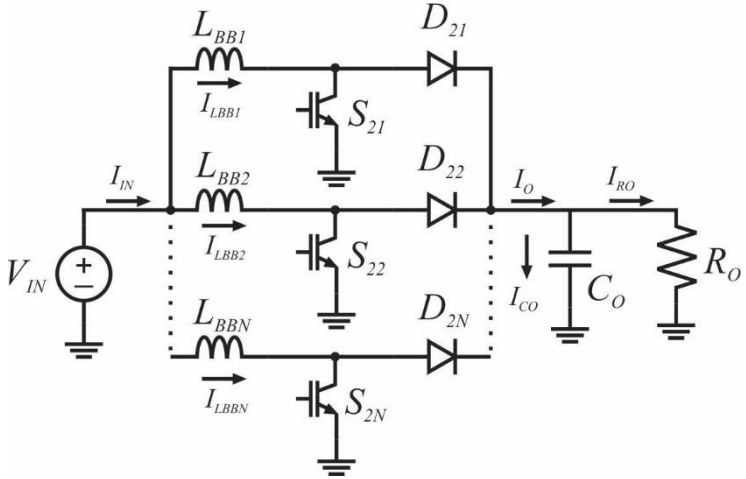


Fonte: Autoria Própria.

4.1.6 Análise da ondulação de tensão no capacitor do filtro de saída

A análise da ondulação da tensão de saída conta com os quatro intervalos de razão cíclica determinados e caracterizados pela Figura 4.15 e pela Tabela 4.5. Nestas as etapas sera analisado o subintervalo τ_{OFF}. O circuito utilizado para a análise é apresentado na Figura 4.18, observa-se que se trata de um conversor boost *interleaved*.

Figura 4.18 - Conversor boost *interleaved*.



Fonte: Autoria própria.

Como pode ser observado na Figura 4.15 no subintervalo τ_{OFF} da primeira etapa contida entre $0 < D < 1/4$ não há nenhum interruptor em *on-state*. Sendo assim, a corrente no capacitor de saída C_O pode ser determinada de acordo com a equação (4.32). Uma vez que, a corrente dos indutores dos módulos possua o mesmo valor médio.

$$I_{CO} = 4 \cdot I_{LBB1} - I_O \tag{0.37}$$

No modo boost com 4 módulos *interleaved*, a corrente média em um indutor do conversor pode ser expressa pela equação (4.33).

$$I_{LBB1} = \frac{I_O}{(1-D)\cdot 4} \tag{0.38}$$

Substituindo (0.38) em (0.37) e realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se a equação (4.34).

$$I_{CO} = \frac{(0+4\cdot D)}{(1-D)} \cdot I_O \tag{0.39}$$

A expressão (4.35) apresenta o intervalo de tempo do subintervalo τ_{OFF}.

$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (1-4\cdot D) \tag{0.40}$$

Porém, a corrente do capacitor de saída também pode ser expressa através da equação (4.36).

$$I_{CO} = \frac{C_O \cdot \Delta V_{CO}}{\Delta T} \tag{0.41}$$

Substituindo (0.39) e (0.40) em (0.41) e realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se a equação (4.37).

$$C_O \cdot \Delta V_{CO} = \frac{1}{4} \cdot \frac{(0+4\cdot D)\cdot I_O}{(1-D)} \cdot \frac{T_S}{4} \cdot (1-4\cdot D) \tag{0.42}$$

Normatizando a expressão (0.42), chega-se na equação (4.38).

$$\overline{\Delta V_{CO}} = \frac{C_O \cdot \Delta Vc_O}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot \frac{(0+4\cdot D)}{(1-D)} \cdot (1-4\cdot D) \tag{0.43}$$

Na segunda etapa desta análise, a qual é composta pelo intervalo $1/4 < D < 2/4$, há somente um interruptor em *on-state*. Em função disso, a corrente em C_O, se dá pela equação (4.39). Uma vez que, os indutores do conversor possuam corrente com o mesmo valor médio.

$$I_{CO} = 3 \cdot I_{LBB1} - I_O \tag{0.44}$$

Substituindo (0.38) em (0.44), obtém-se a equação (4.40).

$$I_{CO} = \frac{1}{4} \cdot \frac{(-1+4 \cdot D)}{(1-D)} \cdot I_O \tag{0.45}$$

O subintervalo τ_{OFF} da segunda etapa é representado através da expressão (4.41).

$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (2-4 \cdot D) \tag{0.46}$$

Substituindo (0.45) e (0.46) em (0.41), realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se a expressão (4.42).

$$\overline{\Delta V_{CO}} = \frac{C_O \cdot \Delta V_{CO}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot \frac{(-1+4 \cdot D)}{(1-D)} \cdot (2-4 \cdot D) \tag{0.47}$$

A terceira e a quarta etapa seguem a mesma lógica de raciocínio. Porém, na terceira dois interruptores estão em *on-state*, enquanto a quarta etapa possui três interruptores em *on-state* no subintervalo τ. Obtendo-se então aas expressões normatizadas (4.43) e (4.44), respectivamente.

$$\overline{\Delta V_{CO}} = \frac{C_O \cdot \Delta V_{CO}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot \frac{(-2+4 \cdot D)}{(1-D)} \cdot (3-4 \cdot D) \tag{0.48}$$

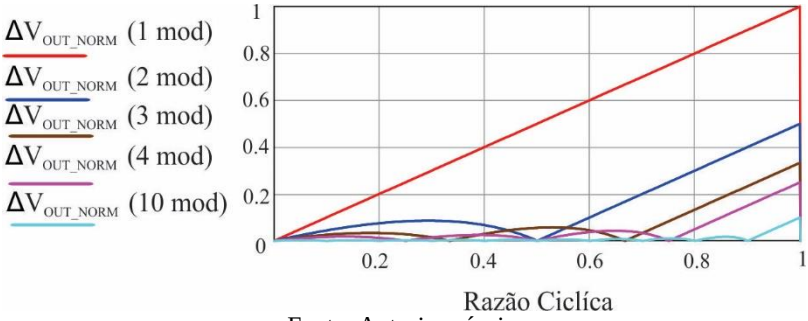
$$\overline{\Delta V_{CO}} = \frac{C_O \cdot \Delta V_{CO}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{16} \cdot \frac{(-3+4 \cdot D)}{(1-D)} \cdot (4-4 \cdot D) \tag{0.49}$$

Em função das ondulações de tensão de saída normatizadas apresentadas nas expressões (0.43), (0.47), (0.48) e (0.49) e com o auxílio dos dados contidos na Tabela 4.5, a expressão (4.45) pode ser determinada. Sendo a mesma, a equação genérica para a ondulação de tensão de saída do conversor buck-boost não-inversor *interleaved*.

$$\overline{\Delta V_{CO}} = \frac{C_O \cdot \Delta V_{CO}}{I_O \cdot T_S} = \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 2}} \cdot \frac{\left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right)}{\left(1-D\right)} \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right) \quad (0.50)$$

A Figura 4.19 apresenta a ondulação de tensão no capacitor de saída, obtida através da equação (0.50). Observa-se na mesma que quanto maior o número de módulos em paralelo, menor é a ondulação de tensão no capacitor do filtro de saída para uma razão cíclica mais elevada.

Figura 4.19 - Ondulação da tensão no capacitor de saída parametrizada.



Fonte: Autoria própria.

4.1.7 Análise da ondulação da corrente de entrada para determinação do indutor dos módulos

A determinação do valor da indutância dos indutores presentes nos módulos *interleaved* pode ser realizada de duas maneiras. A primeira delas é analisando a ondulação da corrente de saída $\left(I_O\right)$ de um conversor buck *interleaved*, idem a Figura 4.14, porém sem o filtro LC de entrada. A segunda seria analisar a ondulação da corrente de entrada $\left(I_{IN}\right)$ de um conversor boost *interleaved*, conforme o conversor apresentado na Figura 4.18. Sendo assim, por livre arbítrio escolheu-se a segunda opção.

Da mesma forma, que as deduções anteriores nesta também serão levadas em consideração as 4 etapas de ΔD. A primeira se inicia no intervalo $0 < D < 1/4$, em todas as etapas analisadas será considerado o subintervalo τ_{ON}. A equação (4.46) apresenta somente a tensão sobre o indutor L_{BB1}, pois neste subintervalo as tensões sobre os indutores dos

módulos não são iguais, então a equação (4.47) apresenta a tensão sobre os demais indutores.

$$V_{LBB1} = V_O - V_{IN} \tag{0.51}$$

$$V_{LBB2}, V_{LBB3}, V_{LBB4} = V_{IN} - V_O \tag{0.52}$$

O subintervalo τ_{ON} da primeira etapa é apresentado na expressão (4.48).

$$\begin{aligned} \Delta T &= D \cdot T_S - \frac{0 \cdot T_S}{4} \\ \Delta T &= \frac{T_S}{4} \cdot \left(4 \cdot D - 0\right) \end{aligned} \tag{0.53}$$

Como a tensão sobre o indutor L_{BB1} é diferente da tensão dos outros indutores, será realizado a análise para os dois casos. No primeiro caso, a tensão sobre o indutor do primeiro módulo pode ser expressa de acordo com a equação (4.49).

$$V_{LBB1} = L_{BB1} \cdot \frac{\Delta I_{LBB1}}{\Delta T_S} \tag{0.54}$$

A equação (0.54) também pode ser utilizada para determinar o valor da tensão sobre os demais indutores $\left(V_{LBB2},\ V_{LBB3},\ V_{LBB4}\right)$.

Substituindo (0.51) e (0.53) em (0.54) e realizando as devidas manipulações algébricas, obtém-se a expressão (4.50).

$$\Delta I_{LBB1} = \frac{V_{IN}}{L_{BB1}} \cdot \frac{T_S}{4} \cdot \left(4 \cdot D - 0\right) \tag{0.55}$$

Dividindo e multiplicando a equação (0.55) por D, obtém-se a equação (4.51).

$$\Delta I_{LBB1} = \frac{V_{IN} \cdot D \cdot T_S}{L_{BB1}} \cdot \frac{\left(4 \cdot D - 0\right)}{4 \cdot D} \tag{0.56}$$

Agora substituindo (0.52) e (0.53) em (0.54). No entanto, levando em consideração o indutor L_{BB2} e promovendo as devidas manipulações algébricas, obtêm-se (4.52).

$$\Delta I_{LBB2} = \frac{-V_{IN} \cdot D \cdot T_S}{L_{BB2}} \cdot \frac{(4 \cdot D - 0)}{4(1-D)} \tag{0.57}$$

Uma vez que, no conversor boost clássico a ondulação de corrente do indutor pode ser determinada através da equação (4.53).

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \cdot D \cdot T_S}{L} \tag{0.58}$$

Aplica-se a equação (0.58) nas equações (0.56) e (0.57), com a intenção de simplificar a análise. Realizando esta operação encontra-se as equações (4.54) e (4.55).

$$\Delta I_{LBB1} = \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 0)}{4 \cdot D} \tag{0.59}$$

$$\Delta I_{LBB2} = -\Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 0)}{4(1-D)} \tag{0.60}$$

A ondulação corrente de entrada I_{IN} é a soma das ondulações das correntes dos quatros indutores dos módulos, sendo que as mesmas devem possuir o mesmo valor de *ripple*. Entretanto, como somente um interruptor está conduzindo no subintervalo τ_{ON}, um indutor está carregando, enquanto os outros três indutores estão descarregando, consequentemente a tensão sobre os indutores é diferente, e se faz necessário realizar a soma das correntes conforme a equação (4.56). Lembrando que o indutor L_{BB2} está representando os indutores L_{BB3} e L_{BB4}, visto que a tensão sobre os três é a mesma.

$$\Delta I_{IN} = \Delta I_{LBB1} + 3 \cdot \Delta I_{LBB2} \tag{0.61}$$

Substituindo a equação (0.59) e (0.60) em (0.61), obtém-se (4.57).

$$\Delta I_{IN} = \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4 \cdot D} - 3 \cdot \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4 \cdot (1 - D)} \qquad (0.62)$$

Exercendo as devidas manipulações matemáticas e algébricas em (0.62), abrindo o termo ΔI_L e realizando a normatização desta equação, pode-se obter a expressão (4.58).

$$\overline{\Delta I_{IN}} = \frac{L_{BB1} \cdot \Delta I_{IN}}{V_{IN} \cdot T_S} = \frac{1}{4} \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{1}{D} - \frac{3}{(1 - D)} \right) \cdot D \qquad (0.63)$$

A segunda etapa é composta pelo intervalo $1/4 < D < 2/4$. Neste, a tensão sobre os indutores é apresentada nas equações (4.59) e (4.60).

$$V_{LBB1} = V_{LBB2} = V_{IN} \qquad (0.64)$$

$$V_{LBB3} = V_{LBB4} = V_{IN} - V_{OUT} = \frac{-V_{IN} \cdot D}{(1 - D)} \qquad (0.65)$$

O subintervalo τ_{ON} da segunda etapa é representado através da expressão (4.61).

$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (4 \cdot D - 1) \qquad (0.66)$$

Como $V_{LBB1} = V_{LBB2}$ e $V_{LBB3} = V_{LBB4}$, será utilizado somente uma tensão de cada igualdade para realizar a dedução.

Substituindo (0.64) e (0.66) em (0.54) e realizando as devidas manipulações algébricas, obtêm-se a equação (4.62).

$$\Delta I_{LBB1} = \frac{V_{IN}}{L_{BB1}} \cdot \frac{T_S}{4} \cdot (4 \cdot D - 1) \qquad (0.67)$$

Multiplicando e dividindo (0.67) por D, obtém-se a equação (4.63).

$$\Delta I_{LBB1} = \frac{V_{IN} \cdot T_S}{L_{BB1}} \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4} \cdot \frac{D}{D} \tag{0.68}$$

Agora substituindo (0.65) e (0.66) em (0.54), promovendo as devidas manipulações algébricas, obtém-se (4.64).

$$\Delta I_{LBB3} = -\frac{V_{IN} \cdot D \cdot T_S}{L_{BB3}} \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4 \cdot (1 - D)} \tag{0.69}$$

É possível simplificar as equações (0.68) e (0.69), substituindo a equação (0.58) em ambas. Obtendo as equações (4.65) e (4.66).

$$\Delta I_{LBB1} = \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4 \cdot D} \tag{0.70}$$

$$\Delta I_{LBB3} = -\Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4 \cdot (1 - D)} \tag{0.71}$$

Nesta etapa, o valor da ondulação da corrente de entrada é representado pela equação (4.67), visto que existem dois interruptores conduzindo no subintervalo de τ_{ON}, então existem dois indutores sendo carregados e dois indutores sendo descarregados.

$$\Delta I_{IN} = 2 \cdot \Delta I_{LBB1} + 2 \cdot \Delta I_{LBB3} \tag{0.72}$$

Substituindo (0.70) e (0.71) em (0.72), obtém-se (4.68).

$$\Delta I_{IN} = 2 \cdot \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4 \cdot D} - 2 \cdot \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 1)}{4 \cdot (1 - D)} \tag{0.73}$$

Exercendo as devidas manipulações matemáticas e algébricas em (0.73), abrindo o termo ΔI_L e realizando a normatização desta equação, pode-se obter a expressão (4.69).

$$\overline{\Delta I_{IN}} = \frac{L_{BB1} \cdot \Delta I_{IN}}{V_{IN} \cdot T_S} = \frac{1}{4} \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{2}{D} - \frac{2}{(1 - D)} \right) \cdot D \tag{0.74}$$

A terceira etapa é realizada dentro do intervalo $2/4 < D < 3/4$. Igualmente aos dois primeiros intervalos as tensões dos indutores não são iguais, conforme mostra as equações (4.70) e (4.71).

$$V_{LBB1} = V_{LBB2} = V_{LBB3} = V_{IN} \tag{0.75}$$

$$V_{LBB4} = V_{IN} - V_{OUT} = \frac{-V_{IN} \cdot D}{(1-D)} \tag{0.76}$$

O subintervalo τ_{ON} da segunda etapa é representado através da expressão (4.72).

$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (4 \cdot D - 2) \tag{0.77}$$

Seguindo os mesmos passos e manipulações das etapas anteriores, as equações (4.73) e (4.74) podem ser obtidas.

$$\Delta I_{LBB1} = \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 2)}{4 \cdot D} \tag{0.78}$$

$$\Delta I_{LBB3} = \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 2)}{4 \cdot (1-D)} \tag{0.79}$$

A ondulação da corrente de entrada para este intervalo de ΔD pode ser determinada pela equação (4.75).

$$\Delta I_{IN} = 3 \cdot \Delta I_{LBB1} + \Delta I_{LBB4} \tag{0.80}$$

Substituindo (0.78) e (0.79) em (0.80), obtêm-se (4.76).

$$\Delta I_{IN} = 3 \cdot \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 2)}{4 \cdot D} - \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 2)}{4 \cdot (1-D)} \tag{0.81}$$

Exercendo as devidas manipulações matemáticas e algébricas em (0.81), abrindo o termo ΔI_L e realizando a normatização desta equação, pode-se obter a expressão (4.77).

$$\overline{\Delta I_{IN}} = \frac{L_{BB1} \cdot \Delta I_{IN}}{V_{IN} \cdot T_S} = \frac{1}{4} \cdot (4 \cdot D - 2) \cdot \left(\frac{3}{D} - \frac{1}{(1-D)} \right) \cdot D \qquad (0.82)$$

A quarta e última análise é realizada dentro do intervalo $3/4 < D < 1$. Nesta, as tensões sobre os indutores voltam a possuírem o mesmo valor, como mostra a equação (4.78).

$$V_{LBB1} = V_{LBB2} = V_{LBB3} = V_{LBB4} = V_{IN} \qquad (0.83)$$

O subintervalo τ_{ON} da última etapa é dado pela expressão (4.79).

$$\Delta T = \frac{T_S}{4} \cdot (4 \cdot D - 3) \qquad (0.84)$$

De maneira análoga aos intervalos anteriores, é possível obter a equação (4.80).

$$\Delta I_{IN} = \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 3)}{4 \cdot D} \qquad (0.85)$$

A ondulação da corrente de entrada do intervalo atual pode ser determinada, através da equação (4.81), pois neste intervalo os quatro interruptores estão conduzindo.

$$\Delta I_{IN} = 4 \cdot \Delta I_{LBB1} \qquad (0.86)$$

Substituindo (0.85) em (0.86), obtém-se (4.82).

$$\Delta I_{IN} = 4 \cdot \Delta I_L \cdot \frac{(4 \cdot D - 3)}{4 \cdot D} \qquad (0.87)$$

Abrindo o termo ΔI_L e realizando a normatização da equação (0.87), chega-se na equação (4.83).

$$\overline{\Delta I_{IN}} = \frac{L_{BB1} \cdot \Delta I_{IN}}{V_{IN} \cdot T_S} = \frac{1}{4} \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot \left(\frac{4}{D} \right) \tag{0.88}$$

O termo $0/(1-D)$ pode ser acrescentado na equação (0.88), somente para facilitar a compreensão da equação genérica que será apresentada em sequência, sendo que este termo não altera a dinâmica da equação. Consequentemente a equação (4.84) é apresentada.

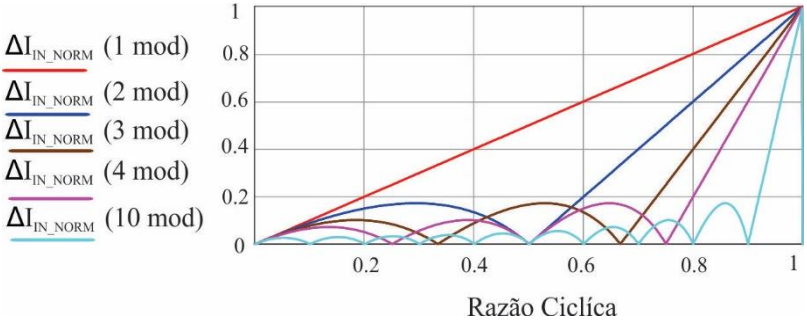
$$\overline{\Delta I_{IN}} = \frac{L_{BB1} \cdot \Delta I_{IN}}{V_{IN} \cdot T_S} = \frac{1}{4} \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot \left(\frac{4}{D} - \frac{0}{(1-D)} \right) \tag{0.89}$$

Em função das ondulações normatizadas encontradas nas equações (0.63), (0.74), (0.82) e (0.89), e através das informações contidas na Tabela 4.5, a equação (4.85) pode ser determinada. Sendo essa, a equação genérica para a ondulação de corrente de entrada do conversor buck-boost não-inversor *interleaved* operando no modo boost.

$$\overline{\Delta I_{IN}} = \frac{L_{BB} \cdot \Delta I_{IN}}{V_{IN} \cdot T_S} = \frac{1}{N_{TOTAL}} \cdot (N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}) \cdot \left(\frac{N_{ON} + 1}{D} - \frac{N_{OFF}}{1-D} \right) \cdot D \tag{0.90}$$

A Figura 4.20 apresenta a ondulação da corrente de saída parametrizada, obtida através da equação (0.90).

Figura 4.20 - Ondulação da corrente de entrada parametrizada no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

4.1.8 Esforços de corrente nos interruptores

Através da técnica de modulação *two carrier wave*, o conversor pode operar tanto no modo buck como no modo boost. Sendo assim, se faz necessário calcular os esforços dos componentes para os dois modos de operação. Primeiramente serão apresentadas as equações que determinam os esforços de corrente para o modo buck.

4.1.8.1 Correntes médias no modo buck

Como no modo buck o interruptor S_2 está sempre bloqueado, sua corrente média é sempre zero. No entanto, a corrente média no interruptor S_1 pode ser determinada pela equação (4.86).

$$I_{S1_méd_buck} = \frac{1}{T_S} \int_0^{DT_S} \frac{I_O}{N_{TOTAL}} \cdot dt \tag{0.91}$$

Resolvendo a equação (0.91) e sabendo que o pior caso no modo buck é quando o valor do *duty cycle* tem seu valor mínimo, que se dá em função da relação entre a variação da tensão de entrada e da tensão de saída. Obtém-se a equação (4.87).

$$I_{S1_méd_buck} = D_{mín_buck} \cdot \frac{I_O}{N_{TOTAL}} \tag{0.92}$$

A corrente média no diodo D_1, pode ser determinada através da equação (4.88).

$$I_{D1_méd_buck} = \frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D_{mín_buck})\cdot T_S} \frac{I_O}{N_{TOTAL}} \cdot dt \tag{0.93}$$

Resolvendo a equação (0.93), obtém-se a equação (4.89).

$$I_{D1_méd_buck} = (1 - D_{mín_buck}) \cdot \frac{I_O}{N_{TOTAL}} \tag{0.94}$$

Como o diodo D_2 conduz durante todo o período enquanto o conversor opera no modo buck, se faz necessário calcular a sua corrente

média, conforme a equação (4.90). A qual possui o mesmo valor que a corrente do indutor do módulo.

$$I_{D2_méd_buck} = I_{LBB_méd_buck} = \frac{I_O}{N_{TOTAL}} \tag{0.95}$$

4.1.8.2 Correntes eficazes no modo buck

Uma vez que a corrente média no interruptor S_2 é zero, consequentemente a sua corrente eficaz também é zero. Por outro lado, a corrente eficaz no interruptor S_1 pode ser definida na equação (4.91).

$$I_{S1_ef_buck} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{D_{mín_buck}\cdot T_S}\left(\frac{I_O}{N_{TOTAL}}\right)^2 \cdot dt} \tag{0.96}$$

Resolvendo a equação (0.96), obtém-se na expressão (4.92).

$$I_{S1_ef_buck} = \sqrt{D_{mín_buck}} \cdot \frac{I_O}{N_{TOTAL}} \tag{0.97}$$

A corrente eficaz no diodo D_1, pode ser determinada através da equação (4.93).

$$I_{D1_ef_buck} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{(1-D_{mín_buck})\cdot T_S}\left(\frac{I_O}{N_{TOTAL}}\right)^2 \cdot dt} \tag{0.98}$$

Resolvendo a equação (0.98), obtém-se na expressão (4.94).

$$I_{D1_ef_buck} = \sqrt{(1-D_{mín_buck})} \cdot \frac{I_{OUT}}{N_{TOTAL}} \tag{0.99}$$

A corrente eficaz no indutor de um dos módulos do conversor buck-boost não inversor *interleaved* no modo buck, pode ser calculada através da equação (4.95). Da mesma forma que nos valores médios, a corrente eficaz do indutor do módulo é a mesma que a do diodo D_2.

$$I_{D2_ef_buck} = I_{LBB_ef_buck} = \sqrt{I_{S1_ef_buck}{}^2 + I_{D1_ef_buck}{}^2} \qquad (0.100)$$

4.1.8.3 Correntes médias no modo boost

Já para o modo boost o pior caso ocorre quando o *duty cycle* tem seu valor máximo, em função da relação entre a variação da tensão de entrada e da tensão de saída.

A corrente média presente no interruptor S_2, é dada pela expressão (4.96).

$$I_{S2_méd_boost} = \frac{1}{T_S} \int_0^{D_{máx_boost} \cdot T_S} \frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}} \cdot dt \qquad (0.101)$$

Resolvendo a expressão (0.101), obtém-se a equação (4.97).

$$I_{S2_méd_boost} = D_{máx_boost} \cdot \frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}} \qquad (0.102)$$

A corrente média no diodo D_2, pode ser determinada através da equação (4.98).

$$I_{D2_méd_boost} = \frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D_{máx_boost}) \cdot T_S} \frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}} \cdot dt \qquad (0.103)$$

Resolvendo a equação (0.103), chega-se na equação (4.99).

$$I_{D2_méd_boost} = (1 - D_{máx_boost}) \cdot \frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}} \qquad (0.104)$$

Como o interruptor S_1 conduz durante o modo de operação boost. Sendo assim, sua corrente média é determinada pela equação (4.100).

$$I_{S1_méd_boost} = \frac{I_{IN_boost}}{N_{TOTAL}} \qquad (0.105)$$

4.1.8.4 Correntes eficazes no modo boost

A corrente eficaz no interruptor S_2 pode ser definida na equação (4.101).

$$I_{S2_ef_boost} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{D_{máx_boost}\cdot T_S}\left(\frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}}\right)^2 \cdot dt} \qquad (0.106)$$

Resolvendo a equação (0.106), obtém-se na expressão (4.102).

$$I_{S2_ef_boost} = \sqrt{D_{máx_boost}} \cdot \frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}} \qquad (0.107)$$

A corrente eficaz no diodo D_2, pode ser determinada através da equação (4.103).

$$I_{D2_ef_buck} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{(1-D_{máx_boost})\cdot T_S}\left(\frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}}\right)^2 \cdot dt} \qquad (0.108)$$

Resolvendo a equação (0.108), obtém-se na expressão (4.104).

$$I_{D2_ef_boost} = \sqrt{(1-D_{máx_boost})} \cdot \frac{I_{IN}}{N_{TOTAL}} \qquad (0.109)$$

A corrente eficaz no indutor de um dos módulos do conversor buck-boost não inversor *interleaved* no modo boost, pode ser calculada através da equação (4.105). A corrente eficaz no interruptor S_1 possui o mesmo valor que a corrente eficaz no indutor do módulo, visto que os mesmos estão sempre em série no modo boost, não importa a etapa de operação.

$$I_{S1_ef_boost} = I_{LBB_ef_boost} = \sqrt{I_{S2_ef_boost}^{\ 2} + I_{D2_ef_boost}^{\ 2}} \qquad (0.110)$$

4.1.9 Esforços de tensão

Para o modo buck a máxima tensão sobre diodo D_1 e o interruptor S_1, é o valor da tensão máxima de entrada, conforme apresentado nas equações (4.106) e (4.107).

$$V_{S1_MÁX} = V_{IN_MÁX} \tag{0.111}$$

$$V_{D1_MÁX} = V_{IN_MÁX} \tag{0.112}$$

Já para o modo boost a máxima tensão sobre o diodo D_2 e o interruptor S_2, é o valor da tensão máxima de saída, conforme apresentado nas equações (4.108) e (4.109).

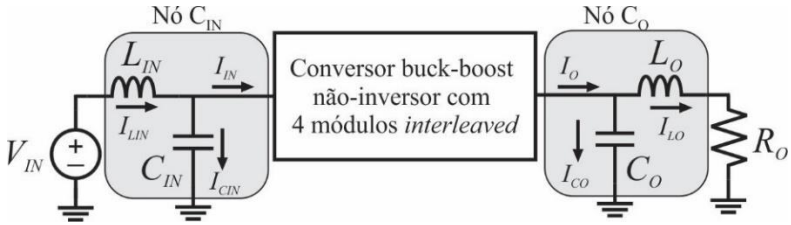
$$V_{S2_MÁX} = V_{O_MÁX} \tag{0.113}$$

$$V_{D2_MÁX} = V_{O_MÁX} \tag{0.114}$$

4.1.10 Cálculo da corrente eficaz nos capacitores dos filtros

Uma vez que, a forma de onda da corrente presente nos capacitores dos filtros de entrada e saída muda durante a transferência de energia entre dos bancos de baterias, devido a variação da razão cíclica, não se torna uma análise simples determinar os valores eficazes destas correntes. Sendo assim, para estimar os esforços de corrente sobre os capacitores C_{IN} e C_O, aplicou-se a Lei de Kirchhoff no nó em que os capacitores se encontram, conforme apresentado na Figura 4.21.

Figura 4.21 - Nós das correntes dos capacitores C_{IN} e C_O.



Fonte: Autoria própria.

Sendo analisado os valores de acoplamento CA das três correntes de cada nó, onde os valores médios são diferentes dos valores eficazes. Visto que, o valor eficaz de cada corrente leva em consideração seu valor CC e seu valor CA, conforme a equação (4.110).

$$I_{ef} = \sqrt{I_{CC}{}^2 + I_{CA}{}^2} \tag{0.115}$$

No entanto, as correntes I_{LIN} e I_{LO} são correntes CC puramente contínuas e seus valores alternados são considerados iguais a zero, então as mesmas podem ser determinadas de acordo com as equações (4.111) e (4.112), respectivamente.

$$I_{LIN_ef} = \sqrt{I_{LIN_CC}{}^2 + I_{LIN_CA}{}^2} \therefore I_{LIN_ef} = I_{LIN_CC} \tag{0.116}$$

$$I_{LO_ef} = \sqrt{I_{LO_CC}{}^2 + I_{LO_CA}{}^2} \therefore I_{LO_ef} = I_{LO_CC} \tag{0.117}$$

Por outro lado, as correntes I_{CIN} e I_{CO} possuem valores contínuos iguais a zero, contendo apenas valores alternados, conforme apresentado nas equações (4.113) e (4.114).

$$I_{CIN_ef} = \sqrt{I_{CIN_CC}{}^2 + I_{CIN_CA}{}^2} \therefore I_{CIN_ef} = I_{CIN_CA} \tag{0.118}$$

$$I_{CO_ef} = \sqrt{I_{CO_CC}{}^2 + I_{CO_CA}{}^2} \therefore I_{CO_ef} = I_{CO_CA} \tag{0.119}$$

As correntes I_{IN} e I_O possuem componentes com valores contínuos e valores alternados, determinadas pelas equações (4.115) e (4.116). Sendo que, as correntes CC são equivalentes aos valores médios dos interruptores S_{1N} e dos diodos D_{2N}, para o capacitor C_{IN} e C_O, respectivamente, e as correntes CA são equivalentes aos valores de ondulações das mesmas.

$$I_{IN_ef} = \sqrt{I_{IN_CC}{}^2 + I_{IN_CA}{}^2} \tag{0.120}$$

$$I_{O_ef} = \sqrt{I_{O_CC}{}^2 + I_{O_CA}{}^2} \tag{0.121}$$

Dessa maneira, aplicando a Lei de Kirchhoff nestes nós encontra-se as equações (4.117) e (4.118).

$$I_{LIN_ef} = I_{CIN_ef} + I_{IN_ef} \tag{0.122}$$

$$I_{O_ef} = I_{CO_ef} + I_{LO_ef} \tag{0.123}$$

Assim sendo, levando em consideração somente a parte AC destas correntes e fazendo as manipulações necessárias, é possível encontrar as equações de determinam o valor eficaz da corrente para o pior caso dos dois capacitores de filtro, conforme apresentados nas equações (4.119) e (4.120).

$$I_{CIN_ef} = I_{IN_AC} = \sqrt{(I_{S1N_ef_buck})^2 - (I_{S1N_méd_buck})^2} \tag{0.124}$$

$$I_{CO_ef} = I_{O_CA} = \sqrt{(I_{D2N_ef_boost})^2 - (I_{D2N_méd_boost})^2} \tag{0.125}$$

5 DIMENSIONAMENTO DO PROTÓTIPO

Neste capítulo apresentam-se os aspectos relacionados ao dimensionamento dos componentes que contemplam o conversor proposto, juntamente com os esforços de tensão e corrente sobre tais componentes. Além disso, serão analisados e comparados com os valores obtidos por simulação, com os conceitos e técnicas apresentados até o momento.

Como descrito nos capítulos anteriores, o conversor realizará a transferência de energia entre dois bancos de baterias, impondo uma corrente constante no banco de baterias automotivo até que a carga desejava seja atingida. A potência nominal definida para o carregador é de 12 kW e a tensão máxima de ambos os bancos de bateria é de 730,4 V, para um SOC de 100%, e a tensão mínima dos bancos de baterias é de 526,25 V, para um SOC de aproximadamente 20%, foi estabelecido um SOC mínimo de operação, afim de preserva a vida útil e o bom funcionamento das baterias. A corrente de carga será de 20 A quando o conversor estiver no modo buck e 18 A para o modo boost. Para comprovar experimentalmente os conceitos estudados, decidiu-se desenvolver um protótipo com 4 módulos *interleaved*, onde cada módulo dispõe de uma potência nominal de 3 kW. Sendo assim, as especificações determinadas para o projeto são apresentadas na Tabela 5.1 e a Tabela 5.2 apresenta as especificações de um módulo, visto que todos os módulos são idênticos.

Tabela 5.1 - Especificações do carregador proposto.

Especificação	Valor
Potência nominal	12 kW
Tensão máxima dos bancos de baterias	730,4 V
Tensão mínima dos bancos de baterias	526,25 V
Corrente de carregamento	18 - 20 A
Ondulação da tensão de entrada	1%
Ondulação da tensão de saída	1%
Ondulação da corrente de saída	2,5%
Ondulação da corrente de entrada	2,5%

Tabela 5.2 - Especificações dos módulos *interleaved*.

Especificação	Valor
Potência nominal	3 kW
Tensão máxima de entrada/saída	730,4 V
Tensão mínima de entrada/saída	526,25 V
Frequência de comutação	25 kHz

5.1 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Nesta seção são implementadas as equações desenvolvidas no Capítulo 4, a fim de dimensionar adequadamente os componentes do conversor. Porém, antes disso se faz necessário determinar algumas variáveis para os dois modos de operação, como a razão cíclica, a corrente de entrada, a corrente de saída e a resistência de carga, as quais tem seus valores máximos e/ou mínimos diferentes para o modo buck em relação ao modo boost.

Analisando os estados críticos de operação do conversor, isto é, no início da transferência de energia, operando no modo buck a tensão de entrada é de 730,4 V e a tensão de saída do conversor é de 526,25 V, porém no fim da transferência, ou seja, já operando no modo boost a situação se inverte e a tensão de entrada é de 526,25 V e a tensão de saída é de 730,4 V. Sendo assim, levando em consideração a modulação implementada no conversor (*two wave carrier*) a razão cíclica pode variar entre 0,72 e 1,28, conforme apresentam as equações (5.1) e (5.2).

$$D_{mín_buck} = \frac{V_{O_buck}}{V_{IN_buck}} = \frac{526,25}{730,4} = 0,72 \qquad (0.126)$$

$$D_{máx_boost} = \frac{V_{O_boost} - V_{IN_boost}}{V_{O_boost}} = \frac{730,4 - 526,25}{730,4} = 0,28 \qquad (0.127)$$

Da mesma forma que a tensão de entrada e saída se invertem, dependendo do modo de operação, o valor da corrente de entrada e da corrente de saída também se inverten, conforme apresentado nas equações (5.3), (5.4), (5.5) e (5.6). Uma vez que, a potência de entrada possui o mesmo valor que a potência de saída ($P_{IN} = P_O$).

$$I_{IN_buck} = \frac{P_{IN}}{V_{IN_buck}} = 16,429\ A \tag{0.128}$$

$$I_{O_buck} = \frac{P_O}{V_{O_buck}} = 22,803\ A \tag{0.129}$$

$$I_{IN_boost} = \frac{P_{IN}}{V_{IN_boost}} = 22,803\ A \tag{0.130}$$

$$I_{O_boost} = \frac{P_O}{V_{O_boost}} = 16,429\ A \tag{0.131}$$

Já a resistência de carga possui valor mínimo quando o conversor opera no modo buck, atingindo seu valor máximo no modo boost, conforme apresentado nas equações (5.7) e (5.8).

$$R_{O_mín} = \frac{V_{O_buck}}{I_{O_buck}} = 23,08\ \Omega \tag{0.132}$$

$$R_{O_máx} = \frac{V_{O_boost}}{I_{O_boost}} = 44,457\ \Omega \tag{0.133}$$

5.1.1 Capacitor de saída

O capacitor de saída C_O foi projetado para uma máxima ondulação de tensão de 1% na tensão de saída crítica do conversor, sendo que seu valor de capacitância pode ser calculado através da equação (0.50), descrito novamente em (5.9). Os números de interruptores em *on-state* e/ou em *off-state*, podem ser observados na Tabela 4.5, e como o capacitor de saída foi projetado para o modo boost, será necessário analisar o intervalo de razão cíclica $1/4 < D < 2/4$, devido ao seu valor de razão cíclica $D_{máx_boost}$.

$$C_O = \frac{I_{O_boost}}{\Delta V_{CO} \cdot f_S} \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 2}} \cdot \frac{\left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right)}{\left(1-D\right)} \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right)$$

$$C_O = \frac{16,429}{\left(0,01 \cdot 526,25\right) \cdot 25k} \cdot \frac{1}{4^2} \cdot \frac{\left(4 \cdot 0,28 - 1\right)}{\left(1-0,28\right)} \cdot \left(1+1-4 \cdot 0,28\right)$$

$$C_O = 1,128\ \mu F$$

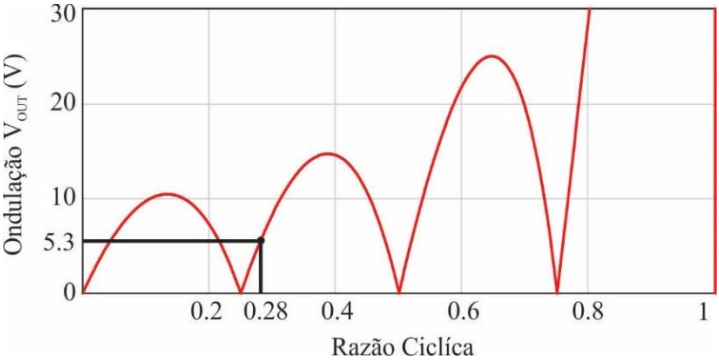
(0.134)

Agora, com o valor da capacitância de saída encontrada, se torna possível traçar a curva da ondulação da tensão de saída em função da razão cíclica, através da equação (5.10).

$$\Delta V_{CO} = \frac{I_{O_buck}}{C_O \cdot f_S} \cdot \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 2}} \cdot \frac{\left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right)}{\left(1-D\right)} \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right) \quad (0.135)$$

O gráfico ilustrado na Figura 5.1, traça a equação (0.135) em função da razão cíclica. Observa-se que para uma razão cíclica de 0,28 a ondulação de tensão é muito próxima de 5,25 V, ou seja, 1% da tensão de saída crítica, de acordo com a especificação do projeto. Nota-se também, que a ondulação de tensão é anulada a cada intervalo de 0,25 de razão cíclica, devido aos quatros módulos *interleaved*, e que para uma razão cíclica de aproximadamente 0,12 têm-se a ondulação de tensão máxima na saída de aproximadamente 10 V.

Figura 5.1 – Ondulação da tensão de saída em função da razão cíclica.



Fonte: Autoria própria.

5.1.2 Indutor dos módulos *interleaved*

A indutância do indutor que está presente nos módulos *interleaved* L_{BB}, pode ser determinada através da equação (0.90), resultando na equação (5.11). Como os módulos estão intercalados a ondulação de corrente de 2,5% presente na equação, é refletida para a corrente de entrada caso o conversor esteja operando modo boost ou para a corrente saída no caso de operação no modo buck. A ondulação contida nos indutores dos módulos é determinada pelas equações (5.12) e (5.13) para o modo buck e boost, respectivamente.

$$L_{BB} = \frac{V_{IN}}{\Delta I_{IN} \cdot F_S} \cdot \frac{1}{N_{TOTAL}} \cdot \left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON} \right) \cdot \left(\frac{N_{ON} + 1}{D} - \frac{N_{OFF}}{1 - D} \right) \cdot D$$

$$L_{BB} = \frac{526,25}{\left(0,025 \cdot 22,803\right) \cdot 25k} \cdot \frac{1}{4} \cdot \left(4 \cdot 0,28 - 1\right) \cdot \left(\frac{1+1}{0,28} - \frac{2}{1-0,28} \right) \cdot 0,28$$

$$L_{BB} = 1,334\ mH$$

(0.136)

$$\Delta I_{LBB_máx_buck} = D_{mín_buck} \cdot \left(1 - D_{mín_buck}\right) \cdot \frac{V_{IN_buck}}{L_{BB} \cdot f_S} = 4.412\ A$$

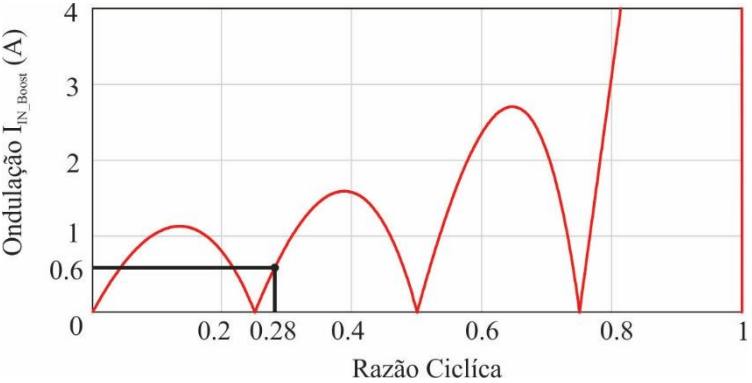
(0.137)

$$\Delta I_{LBB_máx_boost} = D_{máx_boost} \cdot \frac{V_{IN_boost}}{L_{BB} \cdot f_S} = 4.412\ A \qquad (0.138)$$

Isolando a variável ΔI_{IN} na equação (0.136) e tendo o valor da indutância do indutor L_{BB}, a Figura 5.2 pode ser apresentada, a qual traça a curva da ondulação da corrente de entrada dos módulos quando o conversor está operando no modo boost. Observa-se que para uma razão cíclica de 0,28 a ondulação encontrada é de aproximadamente 0,57 A, conforme esperado.

Esta ondulação também é imposta na saída dos módulos, uma vez que o conversor esteja operando no modo buck, com razão cíclica de 0,72.

Figura 5.2 - Ondulação da corrente de entrada dos módulos em função da razão cíclica no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

5.1.3 Capacitor de entrada

O equacionamento para definição da capacitância do capacitor do filtro de entrada, foi realizado no capítulo anterior. Portanto, para determinar o valor da mesma, utilizou-se a equação (5.14). Para definir tal capacitância a Tabela 4.5 também precisa ser consultada, e como o capacitor de entrada foi projetado para o modo buck, será necessário analisar o intervalo de razão cíclica $2/4 < D < 3/4$. Evidenciando, que a capacitância foi determinada para o pior caso, ou seja, quando a tensão de entrada é mínima.

$$C_{IN} = \frac{I_{O_buck}}{\Delta V_{CIN} \cdot F_S} \cdot \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 2}} \cdot \left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right) \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right)$$

$$C_{IN} = \frac{22{,}803}{\left(0{,}01 \cdot 526{,}25\right) \cdot 25k} \cdot \frac{1}{4^2} \cdot \left(4 \cdot 0{,}72 - 2\right) \cdot \left(2 + 1 - 4 \cdot 0{,}72\right)$$

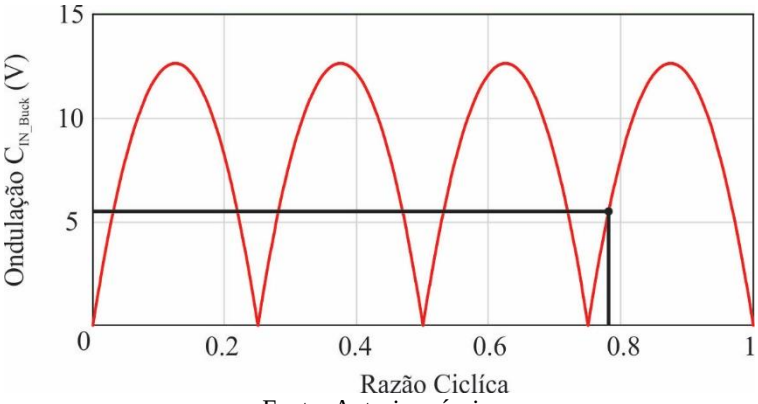
$$C_{IN} = 1.128\ \mu F$$

(0.139)

Visto que, o valor da capacitância foi determinado por 5.14, isolando o termo ΔV_{CIN}, é possível traçar a curva da ondulação da tensão de entrada em função da razão cíclica, conforme apresentado na Figura 5.3. Onde, observa-se que para uma razão cíclica de 0,72, a ondulação de tensão é de aproximadamente 5,25 V, conforme projetado. No entanto, a

ondulação da tensão no capacitor de entrada pode atingir 12,6 V para uma razão cíclica de aproximadamente 0,87.

Figura 5.3 - Ondulação da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada em função da razão cíclica no modo buck.



Fonte: Autoria própria.

Como os capacitores de ambos os filtros possuem a mesma capacitância, no projeto foram utilizados capacitores de $1,2\mu F$.

5.1.4 Indutor de entrada

O indutor de entrada L_{IN} foi projetado para uma ondulação de corrente de entrada de 2,5%, através da equação (0.35), referente ao seu pior caso, resultando na equação (5.15).

$$L_{IN} = \frac{4 \cdot I_{O_buck}}{\pi^3 \cdot {f_S}^2 \cdot C_{IN} \cdot \Delta I_{IN}} \cdot \frac{1}{{N_{TOTAL}}^3} \cdot \left(N_{TOTAL} \cdot D - N_{ON}\right) \cdot \left(N_{ON} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D\right)$$

$$L_{IN} = \frac{4 \cdot 22,803}{\pi^3 \cdot 25k^2 \cdot 1,128\mu \cdot (0,025 \cdot 16,429)} \cdot \frac{1}{4^3} \cdot \left(4 \cdot 0,72 - 2\right) \cdot \left(2 + 1 - 4 \cdot 0,72\right)$$

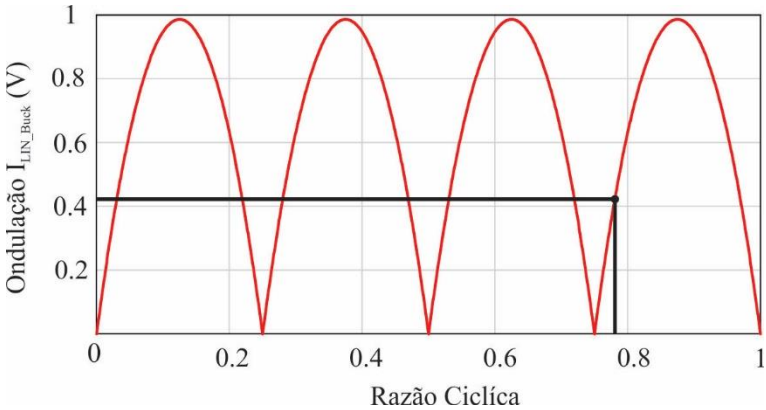
$$L_{IN} = 16,529\ \mu H$$

(0.140)

Como o valor da indutância de L_{IN} foi determinada, isolando o termo ΔI_{IN} na equação (0.140), traça-se a curva de ondulação da corrente de entrada do conversor em função da razão cíclica, conforme mostrado

na Figura 5.4. Na qual, nota-se que a ondulação de corrente, para uma razão cíclica de 0,72, ficou em torno de 0,41 A, valor próximo do projetado.

Figura 5.4 - Ondulação da corrente no indutor do filtro de entrada em função da razão cíclica no modo buck.



Fonte: Autoria própria.

5.1.5 Indutor de saída

O indutor L_O foi projetado afim de garantir uma baixa ondulação na corrente de saída durante o processo de carga. Porém, para este indutor não foi deduzido uma equação em função do número de módulos *interleaved*. Sendo assim, a indutância do mesmo será determinada através da equação (5.16) que estipula a frequência de ressonância (f_O) do filtro, que é a própria frequência de corte do mesmo.

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_O \cdot C_O}} \tag{0.141}$$

Adaptando a equação (0.141), para conversores que usufruem da técnica de *interleaved*, obtém-se a equação (5.17).

$$f_O \cdot N_{TOTAL} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_O \cdot C_O}} \tag{0.142}$$

Uma vez que, a capacitância de C_O é conhecida e admitindo-se uma frequência de ressonância 5 vezes menor que a frequência de comutação. Pode-se determinar a indutância do filtro de saída através da expressão (5.18).

$$L_O = \frac{1}{C_O \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot N_{TOTAL} \frac{f_S}{5}\right)^2}$$
$$L_O = \frac{1}{1{,}128\mu \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot \frac{25k}{5}\right)^2} = 56{,}161\ \mu H \quad (0.143)$$

5.1.6 Interruptores S_{1N} e S_{2N}

Para a definição dos interruptores, se faz necessário ter conhecimento dos valores da corrente média, da corrente eficaz e da tensão máxima reversa que irão se impostas nestes semicondutores. Entretanto, esses valores são diferentes dependendo do modo de operação do conversor, e podem ser determinados através das equações (0.92), (0.96) e (0.111) para o modo buck, uma vez que o interruptor S_{2N} não entra em condução neste modo, estas equações foram desenvolvidas no Capítulo 4.

$$I_{S1N_méd_buck} = D_{mín_buck} \frac{I_{O_buck}}{N_{TOTAL}} = 4{,}107\ A \quad (0.144)$$

$$I_{S1N_ef_buck} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{D_{mín_buck} \cdot T_S} \left(\frac{D_{mín_buck}}{N_{TOTAL}}\right)^2 \cdot dt} = 4{,}839\ A \quad (0.145)$$

$$V_{S1_máx} = V_{IN_buck} = 730{,}4\ V \quad (0.146)$$

Já no modo boost as equações (0.102), (0.105), (0.107), (0.110) e (0.113) são utilizadas para determinar os valores destas grandezas. Sendo que, neste modo as correntes do interruptor S_{1N} são as mesmas do indutor L_{BBN}. O valor de $I_{D2_ef_boost}$ será determinada na próxima seção.

$$I_{S2_méd_boost} = D_{máx_boost} \cdot \frac{I_{IN_boost}}{N_{TOTAL}} = 1,593\ A \tag{0.147}$$

$$I_{S1_méd_boost} = \frac{I_{IN_boost}}{N_{TOTAL}} = 5,701\ A \tag{0.148}$$

$$I_{S2_ef_boost} = \sqrt{D_{máx_boost}} \cdot \frac{I_{IN_boost}}{N_{TOTAL}} = 3,014\ A \tag{0.149}$$

$$I_{S1_ef_boost} = \sqrt{I_{S2_ef_boost}{}^2 + I_{D2_ef_boost}{}^2} = 5,701\ A \tag{0.150}$$

$$V_{S2_máx} = V_{O_boost} = 730,4\ V \tag{0.151}$$

Com base nestas informações, foram determinados os modelos dos interruptores IGBTs que serão utilizados, os mesmos são da marca IXYS modelo IXYH16N170C para os interruptores S_{1N} e modelo IXYH10N170C para os interruptores S_{2N}. Algumas características de ambos os interruptores são apresentadas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Especificações dos interruptores.

Características	Interruptor	
	S_{1N}	S_{2N}
Modelo	IXYH16N170C	IXYH10N170C
V_{CES}	1700 V	1700 V
I_C @110°C	16 A	10 A
t_{ON}	$35 \cdot 10^{-9}\ s$	$315 \cdot 10^{-9}\ s$
t_{OFF}	$21 \cdot 10^{-9}\ s$	$260 \cdot 10^{-9}\ s$
R_{thJC}	$0,48°C / W$	$0,53°C / W$
R_{thCD}	$0,21°C / W$	$0,21°C / W$

5.1.7 Diodos D_{1N} e D_{2N}

Da mesma forma que os interruptores, as correntes médias e eficazes, como também as máximas tensões reversas dos diodos $\left(I_{D1N} \text{ e } I_{D2N}\right)$, precisam ser calculadas para o dimensionamento dos mesmos. Sendo assim, no modo buck tais valores são determinados pelas equações (0.94), (0.95), (0.99), (0.100) e (0.113).

$$I_{D1_méd_buck} = (1 - D_{mín_buck}) \cdot \frac{I_{O_buck}}{N_{TOTAL}} = 1{,}593\ A \tag{0.152}$$

$$I_{D2_méd_buck} = \frac{I_{O_buck}}{N_{TOTAL}} = 5{,}701\ A \tag{0.153}$$

$$I_{D1_ef_buck} = \sqrt{\left(1 - D_{mín_buck}\right)} \cdot \frac{I_{O_buck}}{N_{TOTAL}} = 3{,}014\ A \tag{0.154}$$

$$I_{D2_ef_buck} = \sqrt{I_{S1_ef_buck}{}^2 + I_{D1_ef_buck}{}^2} = 5{,}701\ A \tag{0.155}$$

$$V_{D1_MÁX} = V_{IN_buck} = 730{,}4\ V \tag{0.156}$$

No modo boost estes valores são determinados pelas equações (0.104), (0.110) e (0.114). Neste modo, o diodo D_{1N} não fica diretamente polarizado em nenhum momento.

$$I_{D2_méd_boost} = (1 - D_{máx_boost}) \cdot \frac{I_{IN_boost}}{N_{TOTAL}} = 4{,}107\ A \tag{0.157}$$

$$I_{D2_ef_boost} = \sqrt{(1 - D_{máx_boost})} \cdot \frac{I_{IN_boost}}{N_{TOTAL}} = 4{,}839\ A \tag{0.158}$$

$$V_{D2_máx} = V_{O_boost} = 730{,}4\ V \tag{0.159}$$

Através destas informações foi possível determinar os diodos utilizados no projeto. Para o modo buck foram utilizados nos módulos *interleaved* diodos da marca *Global Power*, modelo GP2D010A120A. Já para o modo boost foram empregados diodos da empresa *Rohm Semiconductor* modelo SCS215KGC. Algumas características de ambos os modelos de diodos são apresentadas na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 - Especificações dos Diodos.

Características	Diodos	
	D_{1N}	D_{2N}
Modelo	GP2D010A120A	SCS215KGC
$V_{máx}$	1200 V	1200 V
I_F	10 A	15 A
V_F	$0,75\ V$	$0,75\ V$
$R_{condução}$	$0,15\ \Omega$	$0,1\ \Omega$
R_{thJC}	$0,8°C/W$	$0,65°C/W$

5.1.8 Corrente eficaz nos capacitores C_{IN} e C_O

Em regime permanente, o valor eficaz da corrente presente nos capacitores dos filtros de entrada e de saída, são determinadas através das equações (5.35) e (5.36).

$$I_{CIN_ef} = \sqrt{(I_{S1N_ef_buck})^2 - (I_{S1N_méd_buck})^2}$$
$$I_{CIN_ef} = \sqrt{(4.839)^2 - (4.107)^2} = 2,558 \text{ A} \quad (0.160)$$

$$I_{CO_ef} = \sqrt{(I_{D2_ef_boost})^2 - (I_{D2_méd_boost})^2}$$
$$I_{CO_ef} = \sqrt{(4.839)^2 - (4.107)^2} = 2,558 \text{ A} \quad (0.161)$$

Com os valores das correntes eficazes e da capacitância, se torna possível determinar o modelo dos capacitores que serão utilizados nos filtros de entrada e saída, características do modelo escolhido é apresentado na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 - Especificações dos capacitores de filtro.

Fabricante	EPCOS (TDK)
Modelo	B32656S0125K563
Corrente eficaz @100 kHz	14 A
Capacitância	1,2 μF

5.1.9 Validação em malha aberta

A validação das análises desenvolvidas neste projeto é realizada através da comparação dos valores calculados, com os valores obtidos por simulação do conversor no *software* PSIM. Uma vez que, o conversor esteja operando em malha aberta e com as especificações apresentadas na Tabela 5.6.

Os dois modos de operação do conversor foram simulados, para que todas as equações sejam validadas. Nas simulações, foram inseridas resistências parasitas com valor de $0{,}1\,\Omega$ em todos os indutores.

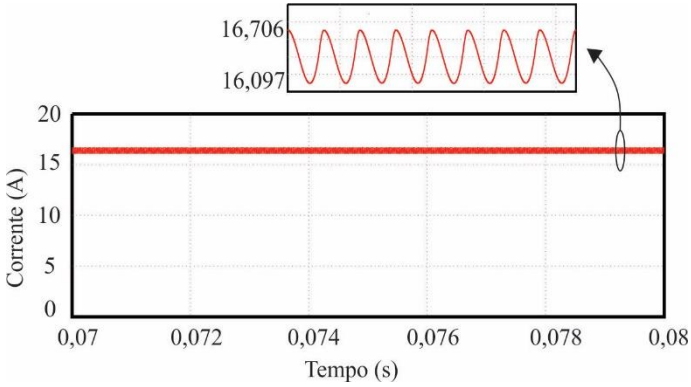
Tabela 5.6 - Especificações da simulação em malha aberta.

Especificações	Valor
Potência nominal (P_O)	$12\ kW$
Tensão entrada buck (V_{IN_buck})	$730{,}4\ V$
Tensão entrada boost (V_{IN_boost})	$526{,}25\ V$
Frequência de comutação (f_S)	$25\ kHZ$
Indutor de entrada (L_{IN})	$16{,}529\ \mu H$
Capacitor de entrada (C_{IN})	$1{,}128\ \mu F$
Indutor módulos (I_{LBB})	$1{,}334\ mH$
Capacitor de saída (C_O)	$1{,}128\ \mu F$
Indutor de saída (L_O)	$56{,}161\ \mu H$
Resistor de saída buck (R_{O_buck})	$23{,}072\ \Omega$
Resistor de saída boost (R_{O_boost})	$44{,}457\ \Omega$

Primeiramente operando o conversor no modo buck, com razão cíclica igual a 0,72, espera-se que a ondulação de corrente do indutor de

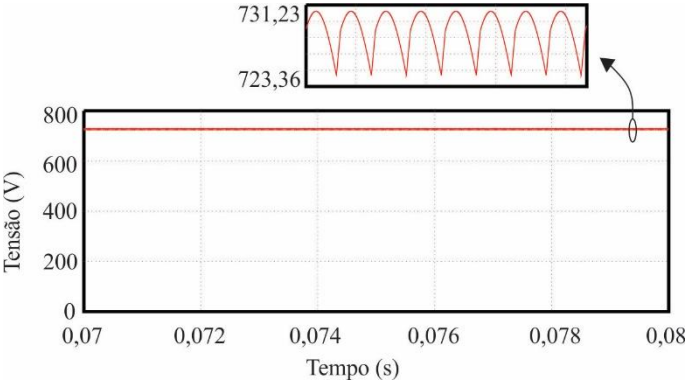
entrada seja 2,5% do seu valor nominal, conforme apresentado na Figura 5.5, cujos valores máximo e mínimo são 16,706 A e 16,097 A, respectivamente, resultando em uma variação de corrente ΔI_{LIN} igual a 0,609 A. A tensão sobre o capacitor C_{IN}, obtida através de simulação é apresentada na Figura 5.6, sendo seus valores máximo e mínimo são 731,23 V e 723,36 V, respectivamente. Obtendo-se então, uma ondulação de tensão de entrada $\left(\Delta V_{CIN}\right)$ de 7,877 V. As ondulações das correntes sobre os indutores dos módulos *interleaved* $\left(I_{LBB}\right)$, são mostradas na Figura 5.7, onde os valores máximo e mínimo de ondulação são 7,88 A e 3,47 A. Apresentando uma ondulação de corrente nos módulos de 4,401 A. Já a corrente de saída $\left(I_O\right)$, a qual é a soma das correntes dos 4 módulos *interleaved*, é simulada e apresentada na Figura 5.8. Nota-se que a mesma possui valores máximo e mínimo de 23,01 A e 22,43 A, respectivamente, portando uma ondulação de 0,57 A.

Figura 5.5 - Forma de onda da ondulação de corrente no indutor L_{IN}.



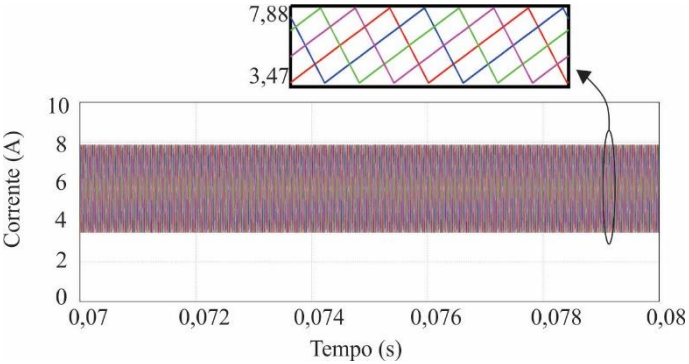
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.6 - Forma de onda da ondulação de tensão no capacitor C_{IN} .



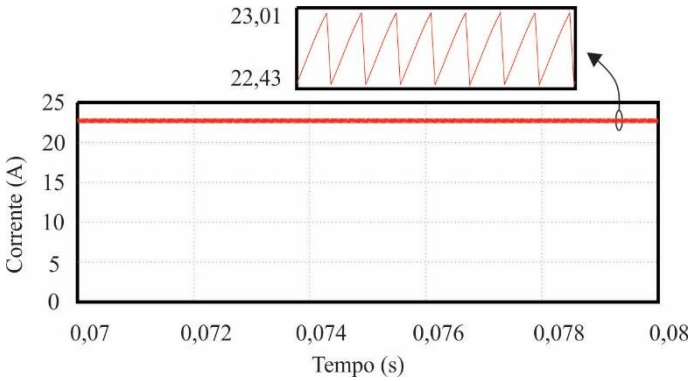
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.7 - Forma de onda da ondulação de corrente nos indutores I_{LBBN} modo buck.



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.8 - Forma de onda da ondulação de corrente de saída I_O.



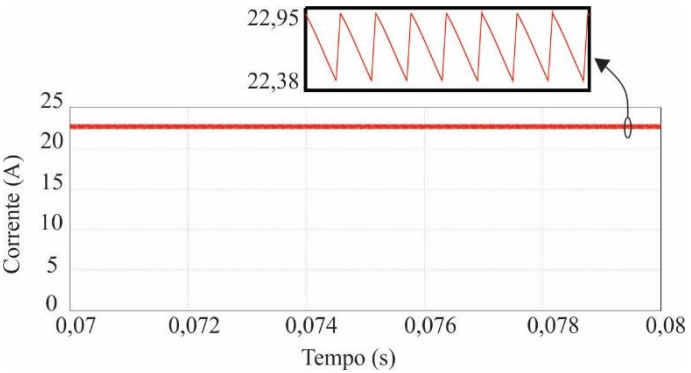
A comparação entre valores calculados e os simulados do conversor operando no modo buck está descrita na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 - Comparação dos resultados calculados e simulados no modo buck.

Variável	Calculado	Simulado	Erro (%)
ΔI_{LIN}	0,411 A	0,609 A	48,175
ΔV_{CIN}	7,304 V	7,877 V	7,845
$\Delta I_{LBB1,LBB2,LBB3,LBB4}$	4,412 A	4,403 A	0,204
ΔI_O	0,57 A	0,576 A	1,053
$I_{S11,S12,S13,S14_med}$	4,107 A	4,094 A	0,317
$I_{S11,S12,S13,S14_ef}$	4,839 A	4,943 A	2,149
$I_{D11,D12,D13,D14_med}$	1,593 A	1,588 A	0.314
$I_{D11,D12,D13,D14_ef}$	3,014 A	3,078 A	2,123
$I_{D21,D22,D23,D24_med}$	5,701 A	5,682 A	0,333
$I_{D21,D22,D23,D24_ef}$	5,701	5,823 A	2,14
I_{CIN_ef}	2,558 A	2,313 A	9,586

Agora operando o conversor proposto no modo boost, com a razão cíclica igual a 0,28, a ondulação da corrente de entrada dos módulos é apresentada na Figura 5.9.

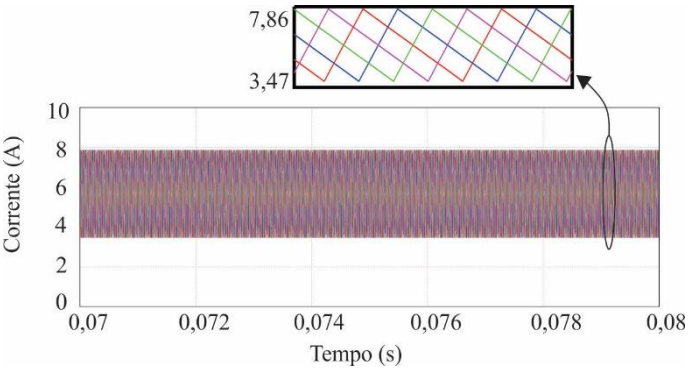
Figura 5.9 - Forma de onda da ondulação da corrente de entrada I_{IN} .



Fonte: Autoria própria.

Por meio da Figura 5.10, é possível observar a ondulação dos indutores dos módulos *interleaved*.

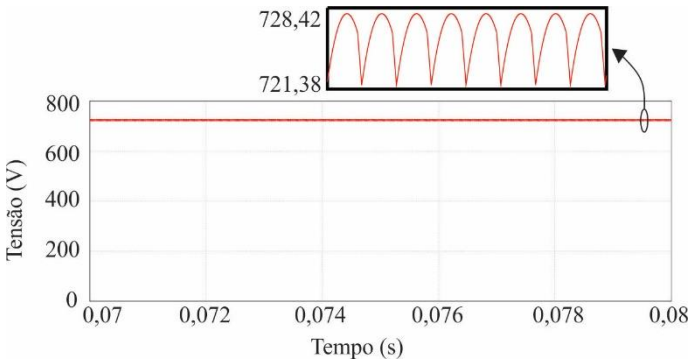
Figura 5.10 - Forma de onda da ondulação de corrente nos indutores I_{LBBN} modo boost.



Fonte: Autoria própria.

Já a variação da tensão de saída é ilustrada na Figura 5.11.

Figura 5.11 - Forma de onda da ondulação de tensão no capacitor C_O.



Fonte: Autoria própria.

A comparação entre valores calculados e os simulados do conversor operando no modo boost está descrita na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 - Comparação dos resultados calculados e simulados no modo boost.

Variável	Calculado	Simulado	Erro (%)
ΔI_{IN}	0,57 A	0,572 A	0,351
$\Delta I_{LBB1,LBB2,LBB3,LBB4}$	4,412 A	4,388 A	0.544
ΔI_O	0,41 A	0,152 A	62,927
ΔV_{CO}	7,304 V	7,101 V	2,779
$I_{S11,S12,S13,S14_med}$	5,701 A	5,656 A	0,789
$I_{S11,S12,S13,S14_ef}$	5,701 A	5,796 A	1,666
$I_{S21,S22,S23,S24_med}$	1,593 A	1,582 A	0,691
$I_{S21,S22,S23,S24_ef}$	3,014 A	3,06 A	1,526
$I_{D21,D22,D23,D24_med}$	4,107 A	4,074 A	0,804
$I_{D21,D22,D23,D24_ef}$	4,839 A	4,919 A	1,653
I_{CO_ef}	2,558 A	2,215 A	13,409

Os cálculos térmicos referentes aos semicondutores escolhidos para a montagem do protótipo, estão presentes nos apêndices do trabalho.

5.2 DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS PARA CONDICIONAMENTO DE SINAL

Além do circuito de potência, se faz necessário um circuito auxiliar, que é responsável por condicionar os sinais provenientes dos sensores de tensão e corrente que serão utilizados no estágio do controle do conversor. A estratégia de controle implementada é do tipo digital. Sendo assim, optou-se por utilizar um *digital signal processor* (DSP) da empresa Texas Instruments do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M, apresentado na Figura 5.12. Na Tabela 5.9, são apresentados os valores típicos de operação do DSP, tais valores devem ser respeitados para uma operação segura deste dispositivo.

Figura 5.12 - Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M.

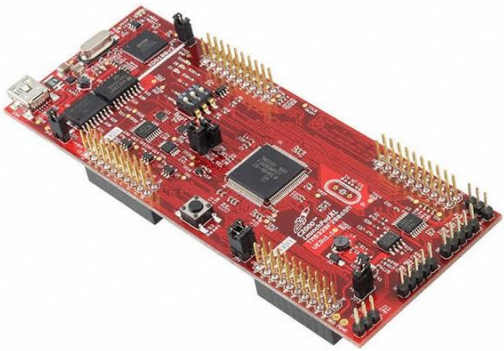


Tabela 5.9 - Características do LAUNCHXL-F28069M.

Grandeza	Valor
Tensão entrada analógica	0 – 3,3 V
Tensão saída digital	0 – 5 V
Corrente saída digital	8 mA
Tensão de alimentação	3,3 V
Frequência máxima operação	90 MHz
ADC	12 bits

Para operar o DSP com maior segurança, preferiu-se trabalhar com o circuito de condicionamento isolado da placa de potência, pois, caso ocorra alguma falha no circuito de potência, a mesma não atinja a placa de sinal. Tal isolação foi implementada através dos sensores de corrente

de efeito Hall e do sensor de tensão com isolação galvânica, já para o acionamento dos interruptores foram utilizados *drives* isolados.

5.2.1 Circuito sensor de corrente

Para a leitura das correntes dos módulos ($L_{BB1}, L_{BB2}, L_{BB3}$ e L_{BB4}) e a corrente de entrada (I_{LIN}) do conversor foi selecionado o sensor da marca LEM modelo LA 25-NP, apresentado na Figura 5.13. Uma vez que, o mesmo possui isolação galvânica entre o circuito primário e secundário, saída em corrente e pode apresentar diferentes taxas de conversão dependendo apenas de como seus terminais são interligados. A Tabela 5.10 apresenta algumas especificações deste sensor.

Figura 5.13 - Sensor de corrente LA 25-NP.

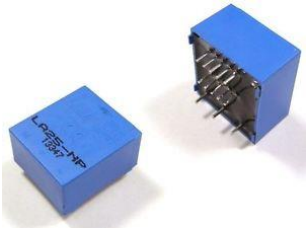


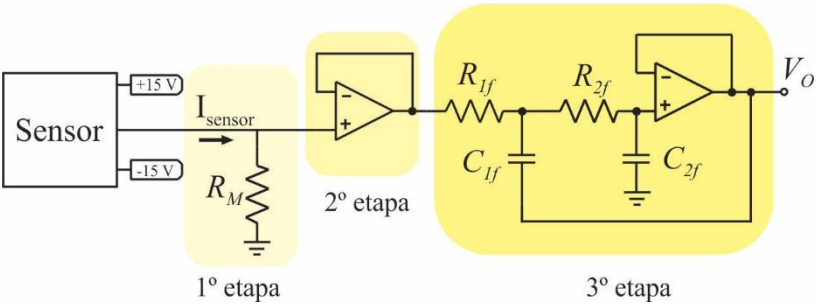
Tabela 5.10 - Características do sensor de corrente LA 25-NP

Grandeza	Valor
Tensão de alimentação	$\pm$15 V
Corrente nominal no primário	25 A
Corrente nominal no secundário	25mA
Precisão	$\pm$ 0,5%

Como a saída do sensor é em corrente, se faz necessário adequar este sinal para que o mesmo possa ser processado pelo microcontrolador. Observando a Tabela 5.9, nota-se que as entradas analógicas do DSP são em tensão e com limites de 0 até 3,3 V. Dessa maneira, o objetivo do circuito de condicionamento do sensor de corrente é transformar a sua saída que é em corrente, em um nível de tensão aceitável pelo DSP. Para isso na primeira etapa do condicionamento utilizou-se o resistor R_M , o fabricante recomenda que o valor deste resistor fique entre $100\,\Omega$ e $320\,\Omega$, no projeto foi utilizado uma resistência de $100\,\Omega$ em todos

resistores R_M dos circuitos de condicionamento, exceto para o circuito do sensor da corrente de entrada, onde seu valor foi de $120\ \Omega$. A Figura 5.14 demonstra o circuito de condicionamento de todos os sensores. O segundo estágio do circuito da Figura 5.14 consiste em um *buffer*, também conhecido como seguidor de tensão. Já o último estágio é composto por um filtro Sallen Key na configuração de um filtro passa-baixa para atenuar os ruídos em alta frequência e principalmente na frequência de comutação, os valores dos resistores e capacitores do filtro Sallen Key são apresentados no próximo capítulo.

Figura 5.14 - Circuito de condicionamento de corrente.



Fonte: Autoria própria.

5.2.2 Circuito sensor de tensão

Para a leitura da tensão de saída, optou-se por utilizar outro sensor da LEM modelo LV 25-P/SP5, mostrado na Figura 5.15, que opera através de efeito hall e também fornece saída em corrente. A Tabela 5.11 apresenta algumas especificações deste sensor. O circuito de condicionamento deste sensor é o mesmo circuito utilizado nos sensores de corrente. Porém, necessita-se colocar um resistor R_P na entrada do sensor para limitar a corrente de entrada no mesmo, conservando assim a sua precisão. Neste caso, foi implementado uma resistência de $80\ \text{k}\Omega$, para que quando conversor estiver na sua tensão nominal de saída $(730{,}4\ \text{V})$, a corrente eficaz no primário do sensor atinja um valor próximo dos 10 mA.

Figura 5.15 - Sensor de tensão LV 25-P/SP5.

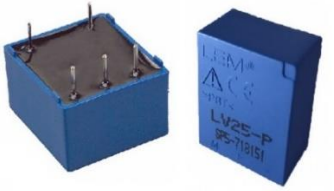


Tabela 5.11 - Característica do sensor de tensão LV 25-P/SP5

Grandeza	Valor
Faixa de medição de tensão	10 ... 1500 V
Corrente eficaz nominal no primário	10 mA
Faixa de medição do primário	0 ... ± 14 mA
Corrente nominal de saída	25 mA
Taxa de conversão	2500:1000
Tensão de alimentação	± 15 V

5.2.3 Circuito do driver

Como a tensão de comando (V_{GE}) dos IGBTs utilizados é de ±20 V, o que não é compatível com o valor que o DSP fornece nas suas saídas digitais, se faz necessário a utilização de um *driver*, para proporcionar os valores adequados de tensão e corrente para o *gate* dos interruptores. Além de promover uma isolação elétrica entre os interruptores e o microcontrolador. Sendo assim, para este projeto optou-se por utilizar um *driver* da marca *Power Integrations* modelo 2SC0108T2F1-17, apresentado na Figura 5.16. Enquanto a Tabela 5.12 demonstra algumas características do mesmo.

Figura 5.16 - *Gate-driver* modelo 2SC0108T2F1-17



Tabela 5.12 - Características do *gate-driver* 2SC0108T2F1-17

Grandeza	Valor
Tensão gate-emissor (saída)	+ 15 / - 8 V
Tensão de comando (entrada)	3,3 ... 15 V
Corrente de pico de gate	+ 8 / - 8 A
Potência de saída por canal	1 W
Tensão de alimentação	+ 15 V
Número de canais (saídas)	2

6 MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE DO CARREGAMENTO

Neste capítulo serão obtidas as funções de transferências em MCC que descrevem o comportamento dinâmico da corrente do indutor do filtro de entrada (I_{LIN}), da tensão de saída (V_O) e da corrente do diodo de saída (I_{D2N}) de cada módulo do conversor, em função da razão cíclica, todos independentes para poder carregar as baterias automotivas conforme o método CC-CV.

Esses modelos dinâmicos serão derivados a partir da perturbação do modelo médio, através da modelagem por espaço de estados do conversor proposto. Como o conversor buck-boost não-inversor opera somente no modo buck ou no modo boost, será apresentado as devidas funções de transferências mencionados acima, para ambos os modos de operação.

Outro objetivo deste capítulo, é projetar um controlador adequado para realizar a transferência de energia entre os dois bancos de baterias, de maneira que as malhas de controle consigam realizar a correção nas variáveis controladas, caso ocorra eventuais desvios provenientes de transitórios na alimentação ou na carga. Além de, manter a corrente dos módulos *interleaved* equilibradas, visto que a topologia escolhida para este projeto não possui auto equalização das correntes dos módulos, garantindo assim que os módulos fiquem equilibrados durante todo processo de transferência de energia.

É importante destacar que a modelagem do carregador proposto será realizada considerando uma resistência como carga, uma vez que, no laboratório os experimentos serão feitos com cargas resistivas, pois, as baterias presentes no laboratório Fotovoltaica ainda não possuem um BMS que garanta a segurança durante o processo de carga das mesmas.

Como os quatros módulos *interleaved* possuem a mesma dinâmica será retirado as funções de transferência correspondentes a um módulo, com seus devidos filtros de entrada e de saída, onde será levado em consideração as resistências parasitas contidas em cada indutor do conversor. Porém, observa-se que os módulos compartilham a mesma tensão de entrada e saída, porém a sua corrente de entrada e a sua corrente de saída são divididas entre os mesmos, pois estão ligados em paralelo. Deste modo, no momento de substituir o valor físico da variável L_{BBN}

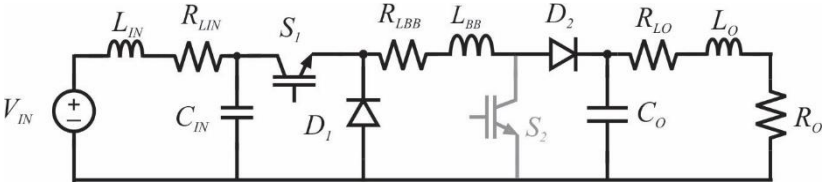
presente nas funções de transferência de I_{LIN}/d e V_O/d a equação (6.1) deverá ser considerada.

$$L_{BB} = \frac{1}{\frac{1}{L_{BB1}} + \frac{1}{L_{BB2}} + \frac{1}{L_{BB3}} + \frac{1}{L_{BB4}}} \tag{0.162}$$

6.1 MODELAGEM DO MODO BUCK

A Figura 6.1 apresenta o circuito de um módulo do conversor buck-boost não-inversor no modo buck com seus respectivos filtros e as resistências parasitas presentes nos indutores. A partir deste circuito serão obtidas as funções de transferências para o projeto do controle. A metodologia da modelagem por espaço de estado é retirada de [38], a qual se obtêm analisando as etapas de operação do conversor, conforme pode ser observado nos subcapítulos seguintes.

Figura 6.1 - Conversor buck-boost no modo boost com as resistências parasitas.

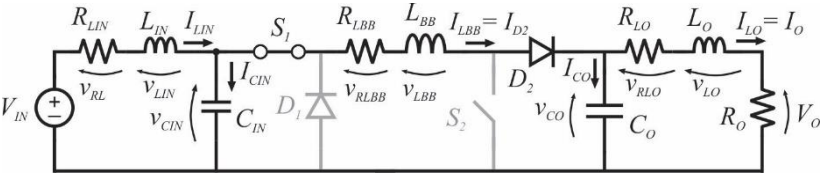


Fonte: Autoria própria.

6.1.1 Interruptor S1 conduzindo

No momento em que o interruptor S_1 estiver conduzindo, o circuito equivalente do conversor buck-boost não-inversor será dado pela Figura 6.2, analisando a mesma, é possível obter as equações de estado desta etapa de operação por meio das leis de Kirchhoff. Onde, as correntes nos indutores i_{LIN} , i_{LBB} , i_{LO} e as tensões nos capacitores v_{CIN} e v_{CO} são as variáveis de estado do circuito.

Figura 6.2 - Primeira etapa de operação do modo buck.



Fonte: Autoria própria.

Aplicando a lei de malhas determina-se as equações das correntes e a através da lei dos nós determina-se as equações das tensões nos capacitores. As quais, são apresentadas na expressão (6.2).

$$\begin{cases} V_{IN} = v_{LIN} + v_{RLIN} + v_{CIN} \\ i_{LIN} = i_{CIN} + i_{LBB} \\ v_{CIN} = v_{LBB} + v_{RLBB} + v_{CO} \\ i_{LBB} = i_{CO} + i_O \\ v_{CO} = v_{RLO} + v_{LO} + v_O \end{cases} \tag{0.163}$$

Sabe-se que a queda de tensão no indutor pode ser expressa pela equação (6.3) e a corrente do capacitor pela equação (6.4).

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{0.164}$$

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \tag{0.165}$$

Substituindo as equações (0.164) e (0.165) na expressão (0.163) e isolando os termos derivativos determina-se a expressão (6.5).

$$\begin{cases} \dfrac{di_{LIN}}{dt} = \dfrac{V_{IN}}{L_{IN}} - \dfrac{i_{LIN} \cdot R_{LIN}}{L_{IN}} - \dfrac{v_{CIN}}{L_{IN}} \\ \dfrac{dv_{CIN}}{dt} = \dfrac{i_{LIN}}{C_{IN}} - \dfrac{i_{LBB}}{C_{IN}} \\ \dfrac{di_{LBB}}{dt} = \dfrac{v_{CIN}}{L_{BB}} - \dfrac{i_{LBB} \cdot R_{LBB}}{L_{BB}} - \dfrac{v_{CO}}{L_{BB}} \\ \dfrac{dv_{CO}}{dt} = \dfrac{i_{LBB}}{C_{O}} - \dfrac{V_{O}}{C_{O} \cdot R_{O}} \\ \dfrac{di_{LO}}{dt} = \dfrac{v_{CO}}{L_{O}} - \dfrac{i_{LO} \cdot R_{O}}{L_{O}} - \dfrac{i_{LO} \cdot R_{LO}}{L_{O}} \end{cases} \tag{0.166}$$

Para uma melhor descrição das matrizes que representam as equações encontradas, considera-se o sistema genérico representado por (6.6). Uma vez que, x representa o vetor de estados, u o vetor de entrada e y o vetor de saída.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 \cdot x + B_1 \cdot u \\ y &= C_1 \cdot x + E_1 \cdot u \end{aligned} \tag{0.167}$$

Onde:
A – matriz dinâmica;
B – matriz de entrada;
C – matriz de saída;
E – matriz de transferência direta.

Neste trabalho, o vetor de saída foi definido como a tensão no capacitor do filtro de saída (v_{CO}), a corrente no indutor do filtro de entrada (i_{LIN}) e a corrente no diodo de saída (i_{D2}). Já o vetor de entrada foi definido como a tensão de entrada (V_{IN}). Assim sendo, é possível expressar as equações contidas em (0.166) na forma matricial tendo como base a expressão (0.167), conforme mostram as equações (6.7) e (6.8).

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \frac{di_{LIN}}{dt} \\ \frac{dv_{CIN}}{dt} \\ \frac{di_{LBB}}{dt} \\ \frac{dv_{CO}}{dt} \\ \frac{di_{LO}}{dt} \end{pmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\frac{R_{LIN}}{L_{IN}} & -\frac{1}{L_{IN}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{IN}} & 0 & -\frac{1}{C_{IN}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{BB}} & -\frac{R_{LBB}}{L_{BB}} & -\frac{1}{L_{BB}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_O} & 0 & -\frac{1}{C_O} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_O} & -\left(\frac{R_O + R_{LO}}{L_O}\right) \end{pmatrix}}_{A_1} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{L_{IN}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{B_1} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u}$$

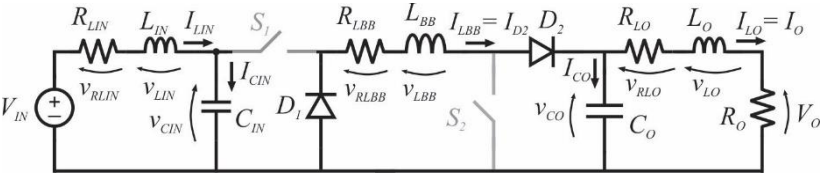
(0.168)

$$\underbrace{\begin{pmatrix} v_{CO} \\ i_{D2} \\ i_{LIN} \end{pmatrix}}_{y} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & R_O \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{C_1} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{E_1} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u} \qquad (0.169)$$

6.1.2 Interruptor S1 bloqueado

O processo para obter as matrizes de estado é semelhante ao anterior, porém agora S_1 está bloqueado, conforme apresentado na Figura 6.3. Sendo assim, a expressão (6.9) apresenta as equações referentes as variáveis de espaço de estado para a segunda etapa de operação desta análise.

Figura 6.3 - Segunda etapa de operação do modo buck.



Fonte: Autoria própria.

$$\begin{cases} V_{IN} = v_{LIN} + v_{RLIN} + v_{CIN} \\ i_{LIN} = i_{CIN} \\ v_{LBB} + v_{RLBB} + v_{CO} = 0 \\ i_{LBB} = i_{CO} + i_{O} \\ v_{CO} = v_{RLO} + v_{LO} + v_{O} \end{cases} \tag{0.170}$$

Substituindo as equações (0.164) e (0.165) em (0.170) e isolando os termos derivativos a expressão (0.170), passa a ser expressa pela equação (6.10).

$$\begin{cases} \dfrac{di_{LIN}}{dt} = \dfrac{V_{IN}}{L_{IN}} - \dfrac{i_{LIN} \cdot R_{LIN}}{L_{IN}} - \dfrac{v_{CIN}}{L_{IN}} \\ \dfrac{dv_{CIN}}{dt} = \dfrac{i_{LIN}}{C_{IN}} \\ \dfrac{di_{LBB}}{dt} = -\dfrac{i_{LBB} \cdot R_{LBB}}{L_{BB}} - \dfrac{v_{CO}}{L_{BB}} \\ \dfrac{dv_{CO}}{dt} = \dfrac{i_{LBB}}{C_{O}} - \dfrac{V_{O}}{C_{O} \cdot R_{O}} \\ \dfrac{di_{LO}}{dt} = \dfrac{v_{CO}}{L_{O}} - \dfrac{i_{LO} \cdot R_{O}}{L_{O}} - \dfrac{i_{LO} \cdot R_{LO}}{L_{O}} \end{cases} \tag{0.171}$$

Para esta etapa de operação a equação (0.167), passa a ser expressa pela equação (6.11). Porém, os vetores de entrada e de saída se mantém os mesmos.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_2 \cdot x + B_2 \cdot u \\ y &= C_2 \cdot x + E_2 \cdot u \end{aligned} \tag{0.172}$$

Desse modo, as equações contidas na expressão (0.171) podem ser representadas na forma matricial tendo como base a expressão (0.172), conforme mostram as equações (6.12) e (6.13).

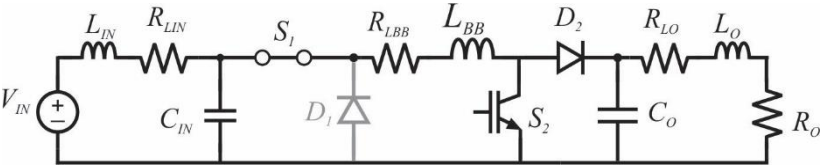
$$\underbrace{\begin{pmatrix} \frac{di_{LIN}}{dt} \\ \frac{dv_{CIN}}{dt} \\ \frac{di_{LBB}}{dt} \\ \frac{dv_{CO}}{dt} \\ \frac{di_{LO}}{dt} \end{pmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\frac{R_{LIN}}{L_{IN}} & -\frac{1}{L_{IN}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{IN}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{LBB}}{L_{BB}} & -\frac{1}{L_{BB}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_O} & 0 & -\frac{1}{C_O} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_O} & -(\frac{R_O + R_{LO}}{L_O}) \end{pmatrix}}_{A_2} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{L_{IN}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{B_2} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u} \tag{0.173}$$

$$\underbrace{\begin{pmatrix} v_{CO} \\ i_{D2} \\ i_{LIN} \end{pmatrix}}_{y} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & R_O \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{C_2} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{E_2} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u} \tag{0.174}$$

6.2 MODELAGEM DO MODO BOOST

A Figura 6.4 apresenta novamente o conversor buck-boost não-inversor, porém operando no modo boost com as mesmas considerações contidas na modelagem do modo buck.

Figura 6.4 - Conversor buck-boost no modo boost com as resistências parasitas.

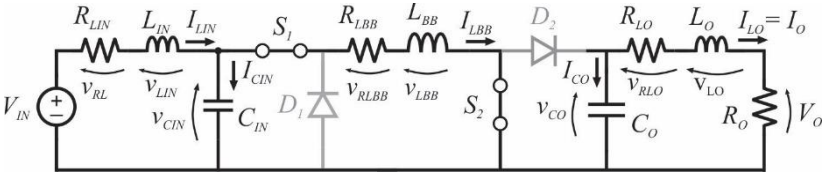


Fonte: Autoria própria.

6.2.1 Interruptor S2 conduzindo

No momento em que o interruptor S_2 estiver conduzindo, o circuito equivalente será representado pela Figura 6.5. Onde, novamente as correntes nos indutores i_{LIN} , i_{LBB} , i_{LO} e as tensões nos capacitores v_{CIN} e v_{CO} são as variáveis de estado do circuito.

Figura 6.5 - Primeira etapa de operação no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

A expressão (6.14) apresenta as equações referentes as variáveis de espaço de estado para esta etapa.

$$\begin{cases} V_{IN} = v_{LIN} + v_{RLIN} + v_{CIN} \\ i_{LIN} = i_{CIN} + i_{LBB} \\ v_{CIN} = v_{LBB} + v_{RLBB} \\ i_{CO} = -i_O \\ v_{CO} = v_{RLO} + v_{LO} + v_O \end{cases} \tag{0.175}$$

Substituindo as equações (0.164) e (0.165) em (0.175) e isolando os termos derivativos, determina-se a expressão (6.15).

$$\begin{cases} \dfrac{di_{LIN}}{dt} = \dfrac{V_{IN}}{L_{IN}} - \dfrac{i_{LIN} \cdot R_{LIN}}{L_{IN}} - \dfrac{v_{CIN}}{L_{IN}} \\ \dfrac{dv_{CIN}}{dt} = \dfrac{i_{LIN}}{C_{IN}} - \dfrac{i_{LBB}}{C_{IN}} \\ \dfrac{di_{LBB}}{dt} = \dfrac{v_{CE}}{L_{BB}} - \dfrac{i_{LBB} \cdot R_{LBB}}{L_{BB}} \\ \dfrac{dv_{CO}}{dt} = -\dfrac{V_O}{C_O \cdot R_O} \\ \dfrac{di_{LO}}{dt} = \dfrac{v_{CO}}{L_O} - \dfrac{i_{LO} \cdot R_O}{L_O} - \dfrac{i_{LO} \cdot R_{LO}}{L_O} \end{cases} \tag{0.176}$$

Para uma melhor descrição das matrizes, considera-se novamente o sistema genérico representado por (0.167). Os vetores de entrada e saída são mantidos os mesmos. Dessa maneira, é possível expressar as equações contidas em (0.176) na forma matricial, conforme mostram as equações (6.16) e (6.17).

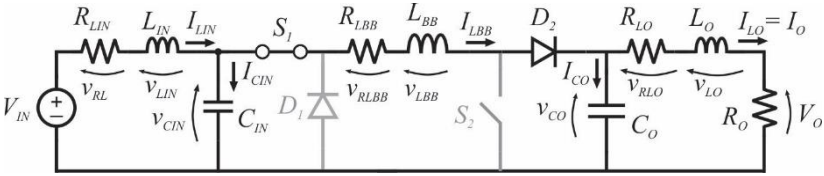
$$\underbrace{\begin{pmatrix} \dfrac{di_{LIN}}{dt} \\ \dfrac{dv_{CIN}}{dt} \\ \dfrac{di_{LBB}}{dt} \\ \dfrac{dv_{CO}}{dt} \\ \dfrac{di_{LO}}{dt} \end{pmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\dfrac{R_{LIN}}{L_{IN}} & -\dfrac{1}{L_{IN}} & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_{IN}} & 0 & -\dfrac{1}{C_{IN}} & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_{BB}} & -\dfrac{R_{LBB}}{L_{BB}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{C_O} \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{L_O} & -(\dfrac{R_O + R_{LO}}{L_O}) \end{pmatrix}}_{A_1} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} \dfrac{1}{L_{IN}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{B_1} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u} \tag{0.177}$$

$$\underbrace{\begin{pmatrix} v_{CO} \\ i_{D2} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{y} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & R_O \\ 0 & 0 & (1-D) & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{C_1} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{E_1} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u} \quad (0.178)$$

6.2.2 Interruptor S2 bloqueado

Nesta etapa de operação, ilustrada na Figura 6.6, o interruptor S_2 está bloqueado e o processo para se obter as matrizes de estao é idêntico a etapa anterior. Logo, a expressão (6.18) apresenta as equações referentes as variáveis de espaço de estado para a segunda etapa de operação desta análise.

Figura 6.6 - Segunda etapa de operação do modo boost.



Fonte: Autoria própria.

$$\begin{cases} V_{IN} = v_{LIN} + v_{RLIN} + v_{CIN} \\ i_{LIN} = i_{CIN} + i_{LBB} \\ v_{CE} = v_{LBB} + v_{RLBB} + v_{CO} \\ i_{LBB} = i_{CO} + i_O \end{cases} \quad (0.179)$$

Substituindo as equações (0.164) e (0.165) em (0.179) e isolando os termos derivativos a expressão (6.19), pode ser determinada.

$$\begin{cases} \dfrac{di_{LIN}}{dt} = \dfrac{V_{IN}}{L_{IN}} - \dfrac{i_{LIN} \cdot R_{LIN}}{L_{IN}} - \dfrac{v_{CIN}}{L_{IN}} \\ \dfrac{dv_{CIN}}{dt} = \dfrac{i_{LIN}}{C_{IN}} - \dfrac{i_{LBB}}{C_{IN}} \\ \dfrac{di_{LBB}}{dt} = \dfrac{v_{CE}}{L_{BB}} - \dfrac{i_{LBB} \cdot R_{LBB}}{L_{BB}} - \dfrac{v_{CO}}{L_{BB}} \\ \dfrac{dv_{CO}}{dt} = \dfrac{i_{LBB}}{C_O} - \dfrac{V_O}{C_O \cdot R_O} \end{cases} \tag{0.180}$$

Da mesma maneira que no modo buck, considera-se novamente a equação (0.172) para uma melhor descrição das matrizes através de um sistema genérico. Então, as equações contidas na expressão (0.180) podem ser representadas na forma matricial, conforme mostram as equações (6.20) e (6.21).

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \frac{di_{LIN}}{dt} \\ \frac{dv_{CIN}}{dt} \\ \frac{di_{LBB}}{dt} \\ \frac{dv_{CO}}{dt} \\ \frac{di_{LO}}{dt} \end{pmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\frac{R_{LIN}}{L_{IN}} & -\frac{1}{L_{IN}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{IN}} & 0 & -\frac{1}{C_{IN}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{BB}} & -\frac{R_{LBB}}{L_{BB}} & -\frac{1}{L_{BB}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_O} & 0 & -\frac{1}{C_O} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_O} & -(\frac{R_O + R_{LO}}{L_O}) \end{pmatrix}}_{A_2} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{L_{IN}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{B_1} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u} \tag{0.181}$$

$$\underbrace{\begin{pmatrix} v_{CO} \\ i_{D2} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{y} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & R_O \\ 0 & 0 & (1-D) & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{C_2} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} i_{LIN} \\ v_{CIN} \\ i_{LBB} \\ v_{CO} \\ i_{LO} \end{pmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{E_2} \cdot \underbrace{(V_{IN})}_{u} \tag{0.182}$$

6.3 MODELO AC DE PEQUENOS SINAIS

O modelo CA de pequenos sinais pode ser deduzido a partir do modelo médio no espaço de estados (CC) e do ponto de equilíbrio X, o qual pode ser encontrado através da equação (6.22) [38].

$$X = -A^{-1} \cdot B \cdot U \tag{0.183}$$

Onde:
U – matriz dos vetores de entradas.

A matriz A e a matriz B são as somas das matrizes das duas etapas de operação do conversor, tanto para modo buck, como para modo boost. As quais são multiplicadas pela razão cíclica de cada etapa, conforme apresentado na equação (6.23).

$$\begin{aligned} A &= D \cdot A_1 + (1-D) \cdot A_2 \\ B &= D \cdot B_1 + (1-D) \cdot B_2 \end{aligned} \tag{0.184}$$

Já a matriz C e a matriz E, as quais compõem a matriz do vetor de saída, neste caso, são iguais para as duas etapas de operação. Porém, também precisam ser multiplicadas pela razão cíclica de cada etapa, conforme dada a equação (6.24).

$$\begin{aligned} C &= D \cdot C_1 + (1-D) \cdot C_2 \\ E &= D \cdot E_1 + (1-D) \cdot E_2 \end{aligned} \tag{0.185}$$

No entanto, o modelo CA de pequenos sinais é realizado com base no ponto de operação X em regime permanente e na adição de perturbações nas entradas do sistema, como mostrado na expressão (6.25)
.

$$\begin{aligned} A_P &= A \\ B_P &= [B\ (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \\ C_P &= C \\ E_P &= [E\ ((C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U)] \end{aligned} \tag{0.186}$$

Até o momento se trabalho com equações no domínio do tempo. Porém, com o intuito de simplificar o projeto dos compensadores, optou-

se por trabalhar no domínio da frequência, obtendo as equações (6.26) e (6.27).

$$x(s) = (s \cdot I - A_P)^{-1} \cdot B_P \cdot u(s) \tag{0.187}$$

$$y(s) = C_P \cdot x(s) + E_P \tag{0.188}$$

Desse modo, a função (ou matriz) de transferência pode ser encontrada a partir das matrizes obtidas no modelo CA de pequenos sinais, conforme é dado na equação (6.28).

$$G(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}(s)} = C_P \cdot (sI - A_P)^{-1} \cdot B_P + E_P \tag{0.189}$$

Através da equação (0.189) é possível encontrar as variações da tensão de saída $\left(\hat{v}_O\right)$, da corrente de entrada $\left(\hat{i}_{LIN}\right)$ e da corrente do indutor do conversor $\left(\hat{i}_{D2}\right)$ em relação a uma perturbação na razão cíclica.

No modo buck a função de transferência $\hat{v}_O \big/ \hat{d}$ é representada pela equação (6.29).

$$Gvo_{buck}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} =$$

$$= \frac{R_O \left[\frac{V_{IN}\left(R_{LBB} + R_{LO} + R_O\right)}{B_1'} - \frac{V_{IN} D^2 \left(R_{LIN} + sL_{IN}\right)}{A_1' B_1'} \right]}{\left[s^2 C_O L_O + sC_O \left(R_{LO} + R_O\right) + 1 \right] \left[\frac{\left(sL_{IN} + R_{LIN}\right) D^2}{A_1'} + R_{LBB} + sL_{BB} + C_1' \right]} \tag{0.190}$$

Onde,

$$A_1' = s^2 C_{IN} L_{IN} + s C_{IN} R_{LIN} + 1$$
$$B_1' = R_{LIN} D^2 + R_{LBB} + R_{LO} + R_O$$
$$C_1' = \left(\frac{s L_O + R_{LO} + R_O}{s^2 C_O L_O + s C_O \left(R_{LO} + R_O \right) + 1} \right)$$

A função de transferência $\hat{i}_{LIN} / \hat{d}$ é dada pela equação (6.30).

$$Gi_{LIN_buck}(s) = \frac{\hat{i}_{LIN}}{\hat{d}} = \frac{\left[\frac{V_{IN} D \left(R_{LBB} + R_{LO} + R_O \right) + V_{IN} D \left(s L_{BB} + R_{LBB} + A_1'' \right)}{\left(R_{LIN} D^2 + R_{LBB} + R_{LO} + R_O \right)} \right]}{B_1'' \left[\frac{\left(s L_{IN} + R_{LIN} \right) D^2}{B_1''} + s L_{BB} + R_{LBB} + A_1'' \right]} \quad (0.191)$$

Onde,

$$A_1'' = \frac{s L_O \hat{} + R_{LO} + R_O}{s^2 C_O L_O + s C_O \left(R_{LO} + R_O \right) + 1}$$
$$B_1'' = s^2 C_{IN} L_{IN} + s C_{IN} R_{LIN} + 1$$

Enquanto, a função de transferência $\hat{i}_{LD2} / \hat{d}$ é obtida através da equação (6.31).

$$Gi_{D2_buck} = \frac{\hat{i}_{D2}}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_{IN} \left(R_{LBB} + R_{LO} + R_O \right)}{B_1'''} - \frac{V_{IN} D^2 \left(s L_{IN} + R_{LIN} \right)}{A_1''' B_1'''}}{\frac{\left(s L_{IN} + R_{LIN} \right) D^2}{A_1'''} + s L_{BB} + R_{LBB} + C_1'''} \quad (0.192)$$

Onde,

$$A_1''' = s^2 C_{IN} L_{IN} + sC_{IN} R_{LIN} + 1$$
$$B_1''' = R_{LIN} D^2 + R_{LBB} + R_{LO} + R_O$$
$$C_1''' = \left(\frac{sL_O + R_{LO} + R_O}{s^2 C_O L_O + sC_O \left(R_{LO} + R_O \right) + 1} \right)$$

Já no modo boost a equação (6.32) representa a função de transferência $\hat{v}_O / \hat{d}$.

$$Gvo_{boost}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} = \frac{-R_O \left[\frac{V_{IN} \left(sL_{BB} + R_{LBB} + A_2' \right) - V_{IN} \left(R_{LO} + R_O \right) (1-D)^2}{C_2'} \right]}{B_2' \left[A_2' + R_{LBB} + sL_{BB} + \frac{(1-D)^2 \left(sL_O + R_{LO} + R_O \right)}{B_2'} \right]}$$

(0.193)

Onde,

$$A_2' = \frac{sL_{IN} + R_{LIN}}{s^2 C_{IN} L_{IN} + sC_{IN} R_{LIN} + 1}$$
$$B_2' = s^2 C_O L_O + sC_O \left(R_{LO} + R_O \right) + 1$$
$$C_2' = R_{LBB} + R_{LIN} + \left(R_{LO} + R_O \right) (1-D)^2$$

A função de transferência $\hat{i}_{LIN} / \hat{d}$ é dada pela equação (6.33).

$$Gi_{LIN_boost}(s) = \frac{\hat{i}_{LIN}}{\hat{d}} = \frac{\left[\frac{V_{IN} (1-D) \left(R_O + R_{LO} \right)}{B_2''} + \frac{V_{IN} D_2''}{B_2'' A_2''} \right]}{C_2'' \left[sL_{BB} + R_{LBB} + \frac{\left(sL_E + R_{LE} \right)}{C_2''} + \frac{(1-D) D_2''}{A_2''} \right]}$$

(0.194)

Onde,

$$A_2'' = s^2 C_O L_O + sC_O\left(R_{LO} + R_O\right) + 1$$
$$B_2'' = R_{LBB} + R_{LIN} + \left(R_{LO} + R_O\right)\left(1-D\right)^2$$
$$C_2'' = s^2 C_{IN} L_{IN} + sC_{IN} R_{LIN} + 1$$
$$D_2'' = \left(1-D\right)\left(sL_O + R_O + R_{LO}\right)$$

E por último a função de transferência $\hat{i}_{LD2} \big/ \hat{d}$, a qual é representada pela equação (6.34).

$$Gi_{D2}(s) = \frac{\hat{i}_{D2}}{\hat{d}} = \frac{\left[\dfrac{V_{IN}\left(1-D\right)\left(R_O + R_{LO}\right)}{B_3'''} + \dfrac{V_{IN}\left(1-D\right)\left(sL_O + R_O + R_{LO}\right)}{B_3''' A_3'''}\right]}{\left[sL_{BB} + R_{LBB} + \dfrac{\left(sL_E + R_{LE}\right)}{C_3'''} + \dfrac{\left(1-D\right)^2\left(sL_O + R_O + R_{LO}\right)}{A_3'''}\right]} \quad (0.195)$$

Onde,

$$A_3''' = s^2 C_O L_O + sC_O\left(R_{LO} + R_O\right) + 1$$
$$B_3''' = R_{LBB} + R_{LIN} + \left(R_{LO} + R_O\right)\left(1-D\right)^2$$
$$C_3''' = s^2 C_{IN} L_{IN} + sC_{IN} R_{LIN} + 1$$

6.3.1 Validação das funções de transferências do modo buck

Para validação das funções de transferências do modo buck encontradas na seção anterior, se faz necessário substituir as variáveis presentes nas equações (0.190), (0.191) e (0.192), pelos seus valores numéricos que já foram determinados no Capítulo 5, porém são reapresentados na Tabela 6.1. Sendo assim, substituindo estes valores nas equações mencionadas acima, encontra-se as equações (6.35), (6.36) e (6.37), respectivamente, as quais representam as plantas numéricas.

Tabela 6.1 - Valores das variáveis das funções de transferências do modo buck.

Variável	Valor
V_{IN}	$730,4\ V$
D	$0,72$
L_{IN}	$16,52\ \mu H$
C_{IN}, C_O	$1,128\ \mu F$
L_O	$56,16\ \mu H$
L_{BB}	$1,33\ \mu$H
R_{LIN}, R_{LBB}, R_{LO}	$0,1\ \Omega$
R_O	$23,078\ \Omega$

$$Gvo_{buck}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} = \frac{1.991 \cdot 10^{17} s^2 - 2.733 \cdot 10^{21} s + 1.067 \cdot 10^{28}}{s^5 + 4.188 \cdot 10^5 s^4 + 7.312 \cdot 10^{10} s^3 + 2.272 \cdot 10^{16} s^2 + 8.95 \cdot 10^{20} s + 1.483 \cdot 10^{25}} \quad (0.196)$$

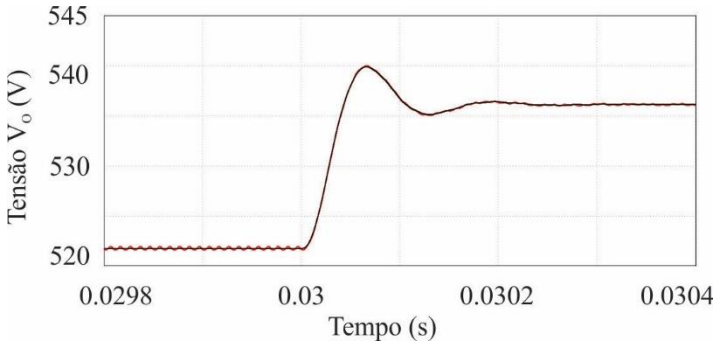
$$Gi_{LIN_buck}(s) = \frac{\hat{i}_{LIN}}{\hat{d}} = \frac{1.21 \cdot 10^{12} s^3 + 5.206 \cdot 10^{17} s^2 + 2.867 \cdot 10^{22} s + 6.671 \cdot 10^{26}}{s^5 + 4.188 \cdot 10^5 s^4 + 7.301 \cdot 10^{10} s^3 + 2.268 \cdot 10^{16} s^2 + 8.931 \cdot 10^{20} s + 1.483 \cdot 10^{25}} \quad (0.197)$$

$$Gi_{D2_buck}(s) = \frac{\hat{i}_{D2}}{\hat{d}} = \frac{1.366 \cdot 10^5 s^4 + 5.451 \cdot 10^{10} s^3 + 8.703 \cdot 10^{15} s^2 + 2.99 \cdot 10^{21} s + 1.156 \cdot 10^{26}}{s^5 + 4.188 \cdot 10^5 s^4 + 7.301 \cdot 10^{10} s^3 + 2.268 \cdot 10^{16} s^2 + 8.931 \cdot 10^{20} s + 1.483 \cdot 10^{25}} \quad (0.198)$$

A Figura 6.7, Figura 6.8 e Figura 6.9 apresentam a validação das funções de transferência das equações (0.196), (0.197) e (0.198), respectivamente. Tais validações são obtidas através de um degrau de

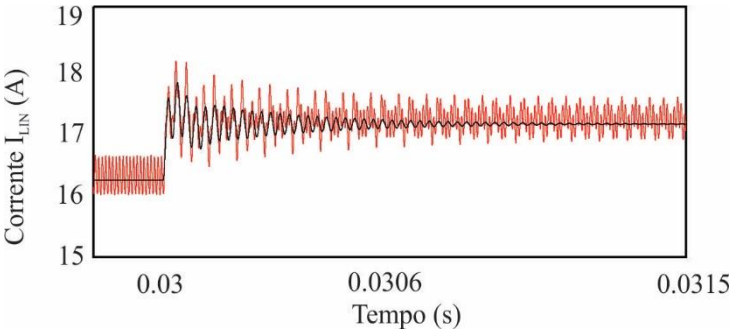
10% na razão cíclica. Como pode ser observado os modelos matemáticos seguem a dinâmica dos modelos simulados.

Figura 6.7 - Validação planta da tensão de saída modo buck.



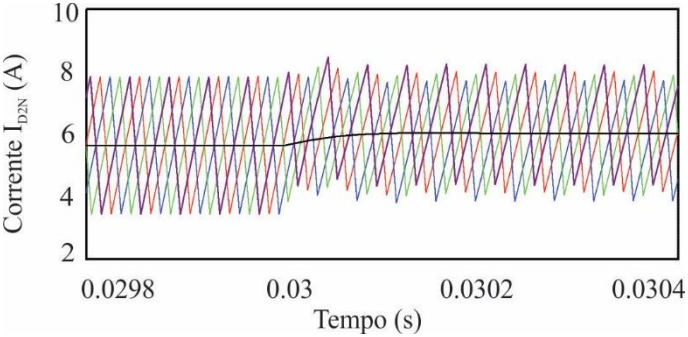
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.8 - Validação planta corrente de entrada modo buck.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.9 - Validação corrente de saída dos módulos modo buck.



Fonte: Autoria própria.

6.3.2 Validação das funções de transferências do modo boost

Com o intuito de validar as funções de transferências do modo boost, os valores apresentados na Tabela 6.1 podem ser levados em consideração, com exceção do valor da tensão de entrada e da razão cíclica, que para este caso são apresentados na Tabela 6.2. Dessa maneira, substituindo as variáveis por valores numéricos nas equações (0.193), (0.194) e (0.195) determina-se as equações (6.38), (6.39) e (6.40), respectivamente.

Tabela 6.2 - Valores da tensão de entrada e da razão cíclica do modo boost.

Variável	Valor
V_{IN}	$526,25\ V$
D	$0,28$

$$Gvo_{boost}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} = \frac{-1.585 \cdot 10^{13} s^3 + 1.774 \cdot 10^{17} s^2 - 8.591 \cdot 10^{23} s + 1.459 \cdot 10^{28}}{s^5 + 7.995 \cdot 10^5 s^4 + 7.529 \cdot 10^{10} s^3 + 4.346 \cdot 10^{16} s^2 + 8.837 \cdot 10^{20} s + 1.479 \cdot 10^{25}} \quad (0.199)$$

$$Gi_{LIN_boost}(s) = \frac{\hat{i}_{LIN}}{\hat{d}} =$$

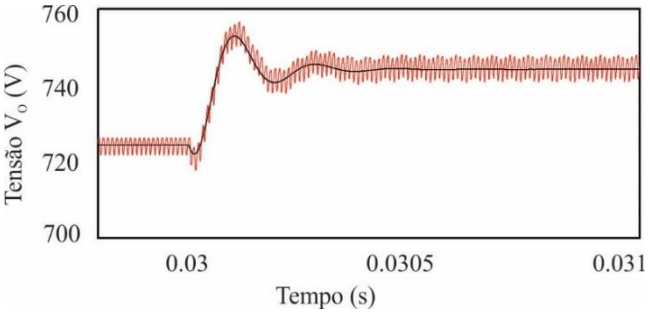
$$\frac{2.915 \cdot 10^{16} s^2 + 2.371 \cdot 10^{22} s + 9.206 \cdot 10^{26}}{s^5 + 7.995 \cdot 10^5 s^4 + 7.529 \cdot 10^{10} s^3 + 4.346 \cdot 10^{16} s^2 + 8.837 \cdot 10^{20} s + 1.479 \cdot 10^{25}} \quad (0.200)$$

$$Gi_{D2_boost}(s) = \frac{\hat{i}_{D2}}{\hat{d}} =$$

$$\frac{391100 s^4 + 3.204 \cdot 10^{11} s^3 + 3.525 \cdot 10^{16} s^2 + 1.713 \cdot 10^{22} s + 6.621 \cdot 10^{26}}{s^5 + 7.995 \cdot 10^5 s^4 + 7.529 \cdot 10^{10} s^3 + 4.346 \cdot 10^{16} s^2 + 8.837 \cdot 10^{20} s + 1.479 \cdot 10^{25}} \quad (0.201)$$

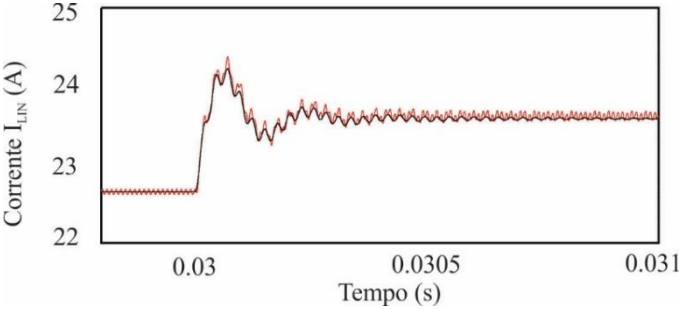
A Figura 6.10, Figura 6.11 e Figura 6.12 apresentam a validação das funções de transferência das equações (0.199), (0.200) e (0.201), respectivamente. Tal validação é obtida através de um degrau de 10% na razão cíclica. Como pode ser observado que o modelo matemático segue a dinâmica do modelo simulado.

Figura 6.10 - Validação planta da tensão de saída modo boost.



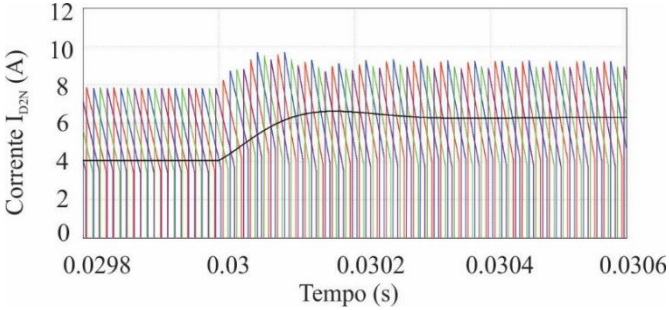
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.11 - Validação planta corrente de entrada modo boost.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.12- Validação planta da corrente de saída dos módulos modo boost.



Fonte: Autoria própria.

6.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Nesta seção será explanado, a abordagem empregada para a concepção, projeto e simulação da estratégia de controle do conversor escolhido. Onde, destacam-se a definição das malhas de controle, o projeto dos compensadores e a simulação do sistema completo para diferentes situações de operação. Uma vez, que as funções de transferências para ambos os modos de operação já foram definidas.

O comportamento da tensão e da corrente durante o processo de carga de uma bateria de íon-lítio, já foi apresentado no Capítulo 2 – Figura 2.11. Sendo assim, o controle do carregador tem como objetivo controlar a tensão e a corrente de carga, isto é, a tensão e a corrente de saída do conversor CC-CC. No entanto, estas duas grandezas não podem ser controladas de forma simultâneas, pois uma depende da outra, então, um

controle paralelo da tensão e da corrente de saída no conversor, será implementado neste trabalho.

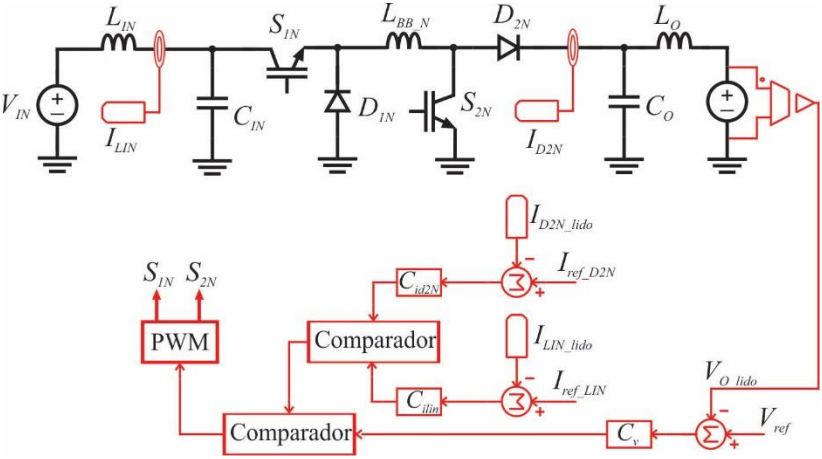
No entanto, o conversor *interleaved* proposto, não possui auto equalização das correntes dos módulos, então, para realizar o carregamento do banco de baterias, se faz necessário estabelecer o balanço de corrente entre os módulos para que não ocorra problemas como instabilidade e desbalanceamento de potência, uma vez que o somatório das correntes médias dos diodos de saída (I_{D2X}) dos módulos *interleaved* dá origem a corrente média de saída do conversor, a qual irá ser entregue ao banco de baterias. Dessa forma, é imprescindível a realização do controle destas correntes em casa módulo, quando o carregamento é inicializado, as correntes serão controladas em um valor constante até que o banco de baterias esteja completamente carregado. No momento que a tensão das baterias alcançar um valor máximo pré-determinado no controle, significa que o estado de carga das baterias está próximo dos 100% e, a partir deste ponto, o controle de tensão começa a atuar, e consequentemente o controle de corrente é desabilitado.

Porém, através de simulações constatou-se que é fundamental a realização do controle da corrente de entrada, afim de limitar a mesma, visto que o banco de baterias estacionário possui uma potência nominal menor que a potência do banco de baterias automotivo. Se este controle não for realizado, caso ocorra algum evento proveniente de transitórios na alimentação ou na carga, o banco de baterias estacionário tem capacidade de fornecer uma elevada quantidade de corrente em um pequeno intervalo de tempo que seja prejudicial ao carregador, podendo causar sérios danos ao mesmo. Outro motivo para controlar a corrente de entrada, é que para poder manter a corrente de saída do conversor praticamente constante durante todo processo de carga, tem-se como resultado no modo boost, um aumento na corrente de entrada na mesma proporção que a tensão de entrada diminui. Contudo, esta situação pode se tornar um problema, pois pode ocorrer o descarregamento total do banco de baterias estacionário sem que o banco de baterias automotivo tenha atingido o percentual de carga desejado.

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 quando perturbações do tipo degrau ocorrem.

Na Figura 6.13, encontra-se um esquemático da estratégia de controle implementada em um módulo somente, porém a mesma se repete para os demais módulos *interleaved*.

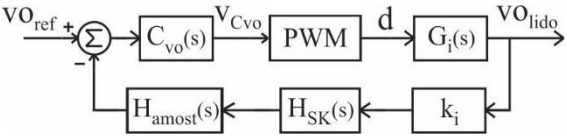
Figura 6.13 - Estratégia de controle aplicada ao carregador de baterias.



Fonte: Autoria própria.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 6.14, representa o circuito de controle da Figura 6.13. Neste diagrama de blocos, o sistema de controle da tensão de saída do conversor está sendo representado, porém o mesmo diagrama serve para o controle da corrente de entrada e da corrente de saída dos módulos *interleaved*.

Figura 6.14 - Diagrama de blocos da malha de tensão de saída.



Fonte: Autoria própria.

Observando a diagrama de blocos, constata-se a influência de outras plantas que influenciam na resposta do sistema além da planta $Gvo(s)$. Uma delas, seria o ganhos dos sensores, porém, como o controle é realizado de forma digital, o ganho dos mesmos se torna unitário, pois, é compensado dentro da programação. Sendo assim, a equação (6.41) se torna válida.

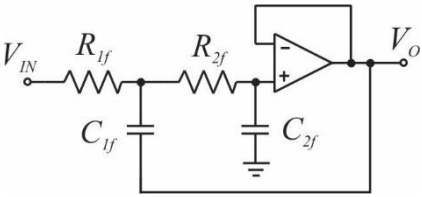
$$K_{ILIN} = K_{ID2} = K_{VO} = 1 \qquad (0.202)$$

O modulador PWM poder ter sua função de transferência $\left(K_{PWM}\right)$ determinada a partir da equação (6.42), a qual mostra que a razão cíclica corresponde à divisão do sinal de controle $\left(d(s)\right)$ pelo valor do erro compensado $\left(v_{Cvo}(s)\right)$, ou ainda, o inverso do valor de pico da moduladora triangular. Nota-se na equação (6.42), que representa uma constante com valor unitário, não influenciando na dinâmica do controle.

$$k_{PWM} = \frac{d(s)}{v_{Cvo}(s)} = \frac{1}{V_{pico_triangular}} = 1 \tag{0.203}$$

A planta do filtro *Sallen-Key* também influência na resposta do sistema, este filtro de segunda ordem, apresentado na Figura 6.15, é um filtro capaz de atenuar as altas frequências provenientes das comutações e ruídos, sendo esse composto por dois capacitores e duas resistências, a frequência de corte deste filtro é dada pela equação (6.43). Nesta configuração, o filtro possui ganho unitário e sua função de transferência está expressa na equação (6.44).

Figura 6.15 - Filtro *Sallen-Key* passa-baixa com ganho unitário.



Fonte: Autoria própria.

$$fc_{SK} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{1f} \cdot R_{2f} \cdot C_{1f} \cdot C_{2f}}} \tag{0.204}$$

$$H_{SK}(s) = \frac{\dfrac{1}{R_{1f} \cdot R_{2f} \cdot C_{1f} \cdot C_{2f}}}{s^2 + \dfrac{1}{C_{1f}} \cdot \left(\dfrac{1}{R_{1f}} + \dfrac{1}{R_{2f}}\right) \cdot s + \dfrac{1}{R_{1f} \cdot R_{2f} \cdot C_{1f} \cdot C_{2f}}} \tag{0.205}$$

Os valores dos componentes utilizados no filtro estão descritos na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 - Circuito do filtro *Sallen-Key*.

Componente	Valor
R_{1f}	1 kΩ
R_{2f}	1 kΩ
C_{1f}	10 nF
C_{2f}	10 nF

Dessa maneira, a frequência de corte e a função de transferência são respectivamente, apresentados nas equações (6.45) e (6.46).

$$fc_{SK} = 15{,}915 \text{ kHz} \tag{0.206}$$

$$H_{SK}(s) = \frac{10 \cdot 10^9}{s^2 + 200 \cdot 10^3 s + 10 \cdot 10^9} \tag{0.207}$$

Por fim, e não menos importante a planta referente ao atraso da amostragem do microprocessador, esta é representada pela função de transferência apresentada pela equação (6.47), também conhecida como aproximação de Padé [39].

$$H_{amost}(s) = \frac{2 - 1{,}5 \cdot T_a \cdot s}{2 + 1{,}5 \cdot T_a \cdot s} \tag{0.208}$$

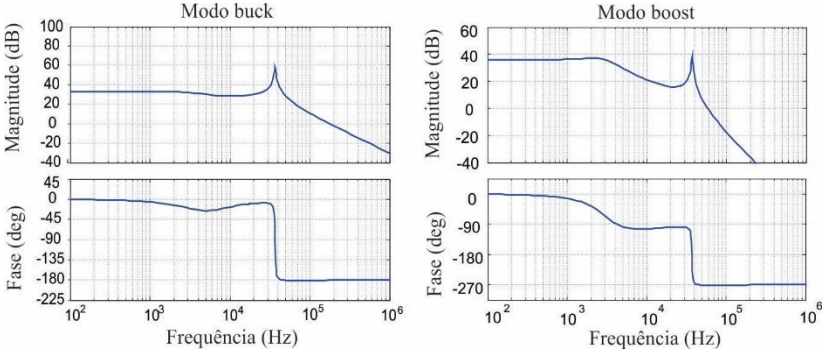
Neste projeto está frequência foi alocada em 50 kHz, ou seja, duas vezes a frequência de comutação, isso significa que os dados do controle serão atualizados duas vezes a cada período de comutação. Portanto, a planta do atraso de amostragem do projeto é determinada pela equação (6.48).

$$H_{amost}(s) = \frac{2 - 30 \cdot 10^{-6} s}{2 + 30 \cdot 10^{-6} s} \tag{0.209}$$

Uma vez que, foi definido a estratégia de controle que será implementada e também determinado as plantas que compõem o

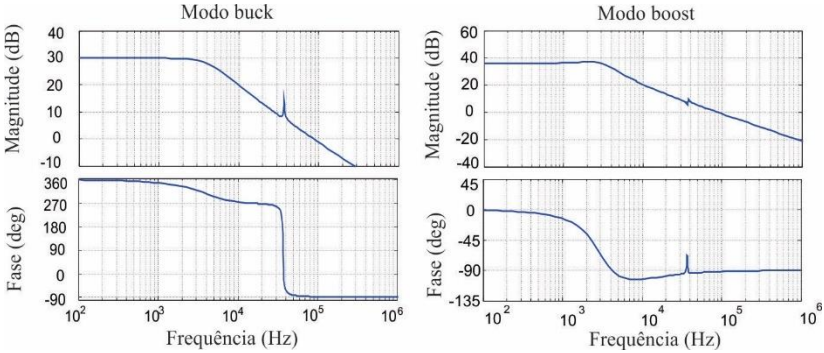
diagrama de blocos da Figura 6.14. Se faz necessário definir quais plantas (do modo buck ou do modo boost) irão ser implementadas no projeto dos compensadores das malhas de controle. A Figura 6.16 retrata as respostas em frequências das plantas $\hat{i}_{LIN} / \hat{d}$ de ambos os modos de operação. Enquanto as Figura 6.17 e Figura 6.18 ilustram as respostas em frequência das plantas $\hat{i}_{D2} / \hat{d}$ e $\hat{v}_O / \hat{d}$, respectivamente.

Figura 6.16 - Comparação entre as plantas da corrente de entrada de ambos modos de operação.



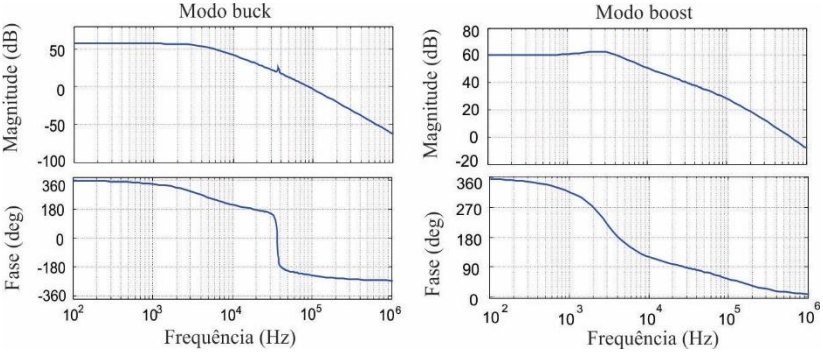
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.17 - Comparação entre as plantas da corrente de saída dos módulos de ambos modos de operação.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.18 - Comparação entre as plantas da tensão de saída de ambos modos de operação.



Fonte: Autoria própria.

Nota-se nas figuras acima que as respostas em frequências de ambos modos de operação, em todas as plantas possuem uma dinâmica parecida. Desse modo, neste trabalho serão utilizadas as plantas do modo buck para a determinação dos compensadores implementados no controle do carregador.

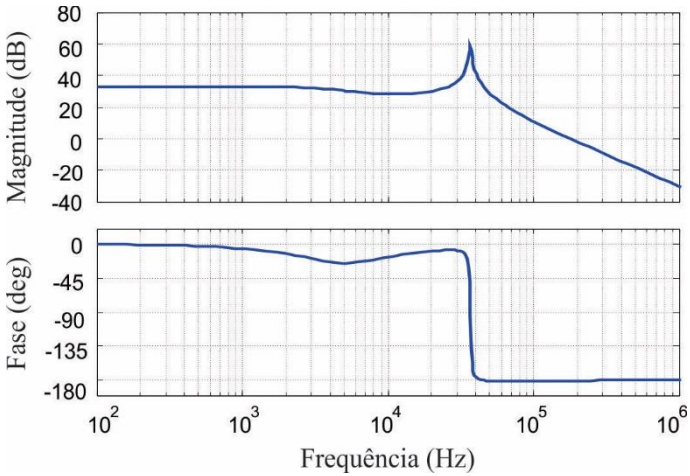
6.4.1 Projeto do compensador da corrente de saída dos módulos *interleaved*

O projeto do controlador da corrente de saída dos módulos foi realizado a partir da análise da resposta em frequência, a qual é analisada, através do diagrama de bode, a função de transferência de malha aberta $\left(FTMA_{NCid2}\right)$ é determinada pela equação (6.49).

$$FTMA_{NCid2}(s) = Gi_{D2}(s) \cdot K_{PWM} \cdot K_{ID2} \cdot H_{SK}(s) \cdot H_{amost}(s) \quad (0.210)$$

A Figura 6.19 apresenta o diagrama de Bode referente a equação (0.210), através do *software* MATLAB, onde verificou-se que o sistema é instável, logo, um controlador foi projetado com a finalidade de deixar o sistema estável e garantir uma determinada margem de fase, eliminando o erro de seguimento a referência.

Figura 6.19 - Diagrama de Bode da $FTMA_{NCid2}$.



Fonte: Autoria própria.

Para garantir a operação do conversor no ponto nominal quando exposto a perturbações e obter erro nulo em regime permanente, um compensador proporcional-integral (PI) foi utilizado. A função de transferência que descreve este controlador é dada pela equação (6.50), sendo k_p o ganho do termo proporcional e k_i o ganho do termo integrador.

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{0.211}$$

Alternativamente, o controlador PI pode ser escrito de acordo com a equação (6.51), sendo $k_C = k_p$ e $\omega_Z = \frac{k_i}{k_p}$.

$$C_{PI}(s) = k_C \cdot \left(\frac{s + \omega_Z}{s} \right) \tag{0.212}$$

Verifica-se, portanto, que para projetar o compensador Pi, se faz necessário determinar os valores dos parâmetros k_C e ω_Z, por meio de um conjunto de especificações. Uma vez que, o projeto é realizado através

da resposta em frequência tais especificações são, normalmente, a frequência de cruzamento ω_C e a margem de fase M_ϕ desejadas. Os parâmetros k_C e ω_Z podem ser determinados a partir das equações (6.52) e (6.53), respectivamente.

$$k_C = \frac{\omega_C}{\sqrt{\omega_C{}^2 + \omega_Z{}^2} \cdot \left| FTMA_{NC}(\omega_C) \right|} \tag{0.213}$$

$$\omega_Z = \frac{\omega_C}{\tan\left[M_\phi - 90° - \measuredangle FTMA_{NC}(\omega_C) \right]} \tag{0.214}$$

Como a frequência de comutação $\left(f_S \right)$ dos interruptores é de $25\ \text{kHz}$, deseja-se que a frequência de corte $\left(f_C \right)$ do controlador esteja alocada pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação. Em função disso, os parâmetros do compensador da malha de corrente dos diodos de saída dos módulos foram determinados e apresentado na Tabela 6.4.

Tabela 6.4 - Parâmetros do controlador PI da malha de corrente dos diodos de saída dos módulos.

Parâmetro	Valor
$M_{\phi id2}$	60°
f_{Cid2}	2500 Hz

Por meio destes obtiveram-se os parâmetros k_{Cid2} e ω_{Zid2}, apresentados nas equações (6.54) e (6.55), respectivamente, necessários para definir o controlador PI, conforme (6.56).

$$k_{Cid2} = 0,0257229572 \tag{0.215}$$

$$\omega_{Zid2} = 14139,040928 \tag{0.216}$$

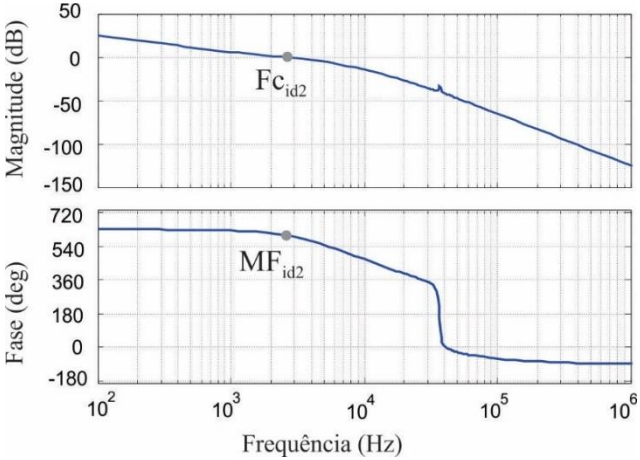
$$C_{id2}(s) = 0,0257229572 \cdot \left(\frac{s + 14139,040928}{s} \right) \tag{0.217}$$

Com a introdução do compensador na malha de controle, o sistema passa a ser descrito pela função de transferência de malha aberta compensada, a qual é descrita através da equação (6.57).

$$FTMA_{Cid2}(s) = C_{id2}(s) \cdot FTMA_{NCid2}(s) \quad (0.218)$$

O resultado desse procedimento de compensação pode ser analisado na Figura 6.20, que apresenta a resposta da $FTMA_{Cid2}$. Nota-se que o sistema ficou com a frequência de cruzamento determinada e a margem de fase também foi respeitada.

Figura 6.20 - Diagrama de bode da $FTMA_{Cid2}$.



Fonte: Autoria própria.

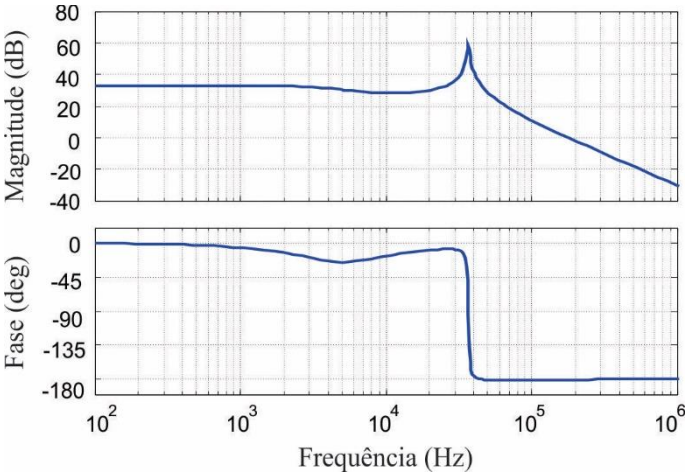
6.4.2 Projeto do compensador da corrente de entrada

Para o projeto do compensador da corrente de entrada, também foi utilizada a metodologia baseada na resposta em frequência. Então, da mesma maneira que no projeto do compensador da corrente de saída dos módulos, a função de transferência de malha aberta não compensada da corrente de entrada foi definida a partir da equação (6.58).

$$FTMA_{NCilin}(s) = Gi_{LIN}(s) \cdot K_{PWM} \cdot K_{ILIN} \cdot H_{SK}(s) \cdot H_{amost}(s) \quad (0.219)$$

A Figura 6.21 apresenta o diagrama de Bode referente a equação 6.58, onde verificou-se que este sistema também é instável.

Figura 6.21 - Diagrama de Bode da $FTMA_{NCilin}$.



Fonte: Autoria própria.

A margem de fase e a frequência deste compensador são apresentados na Tabela 6.5, resultando nos parâmetros k_{Cilin} e ω_{Zilin}, apresentados nas equações (6.59) e (6.60), respectivamente. Sendo assim, a forma numérica da equação do controlador da corrente do indutor do filtro de entrada está demonstrada na equação (6.61).

Tabela 6.5 - Parâmetros do controlador PI da malha de corrente do indutor do filtro de entrada.

Parâmetro	Valor
$M_{\phi ilin}$	60°
f_{Cilin}	1667 Hz

$$k_{Cilin} = 0,00422953 \tag{0.220}$$

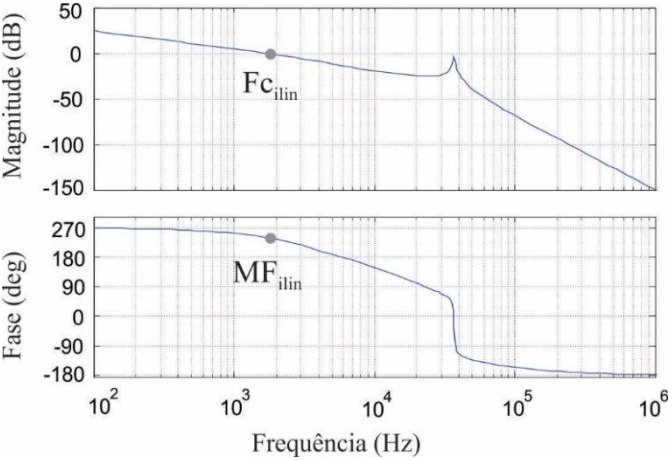
$$\omega_{Zilin} = 55922,3871339 \tag{0.221}$$

$$C_{ilin}(s) = 0,00422953 \cdot \left(\frac{s + 55922,3871339}{s} \right) \tag{0.222}$$

Para verificar a validade deste compensador, foi analisada a função de transferência de malha aberta compensada $\left(FTMA_{Cilin}\right)$, conforme a equação (6.62), resultando no diagrama de bode, apresentado na Figura 6.22. Contata-se que a frequência de corte e a margem de fase foram respeitadas.

$$FTMA_{Cilin}(s) = C_{ilin}(s) \cdot FTMA_{NCilin}(s) \tag{0.223}$$

Figura 6.22 - Diagrama de bode da $FTMA_{Cilin}$.



Fonte: Autoria própria.

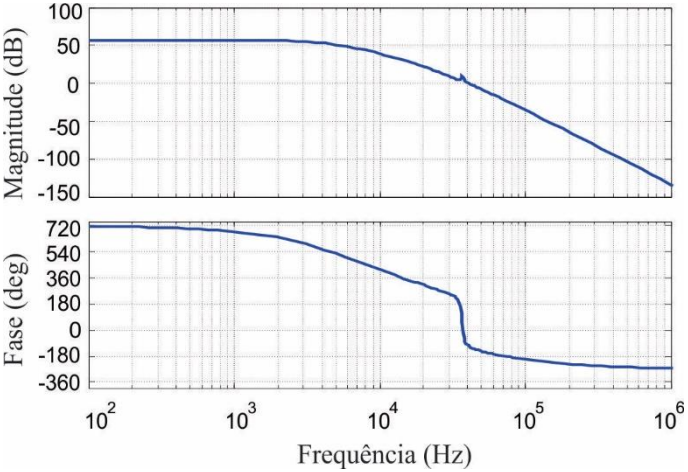
6.4.3 Projeto do compensador da tensão de saída

Da mesma maneira, que no projeto dos compensadores anteriores, o compensador da tensão de saída também foi realizado utilizando a metodologia baseada na resposta em frequência através de um controlador PI, que além de inserir um polo na origem e garantir erro nulo ao degrau, permite o ajuste da dinâmica por meio da sintonia do zero que o compensador insere no sistema. A função de transferência de malha aberta não compensada da tensão de saída foi definida a partir da equação (6.63).

$$FTMA_{NCvo}(s) = Gi_{VO}(s) \cdot K_{PWM} \cdot K_{VO} \cdot H_{SK}(s) \cdot H_{amost}(s) \tag{0.224}$$

O diagrama de bode desta FT é apresentado na Figura 6.23, onde também é possível verificar que o sistema é instável.

Figura 6.23 - Diagrama de Bode da $FTMA_{NCvo}$.



Fonte: Autoria própria.

Para o projeto deste compensador foram definidas uma frequência de cruzamento e uma margem de fase, que são apresentadas na Tabela 6.6.

Tabela 6.6 - Parâmetros do controlador PI da malha de tensão de saída.

Parâmetro	Valor
$M_{\phi vo}$	60°
f_{Cvo}	2500 Hz

Por meio destes obtiveram-se os parâmetros k_{Cvo} e ω_{Zvo}, apresentados nas equações (6.64) e (6.65), respectivamente, necessários para definir o controlador PI, de acordo com a equação (6.66).

$$k_{Cvo} = 0,0015092161 \tag{0.225}$$

$$\omega_{Zvo} = 5514,69405857 \tag{0.226}$$

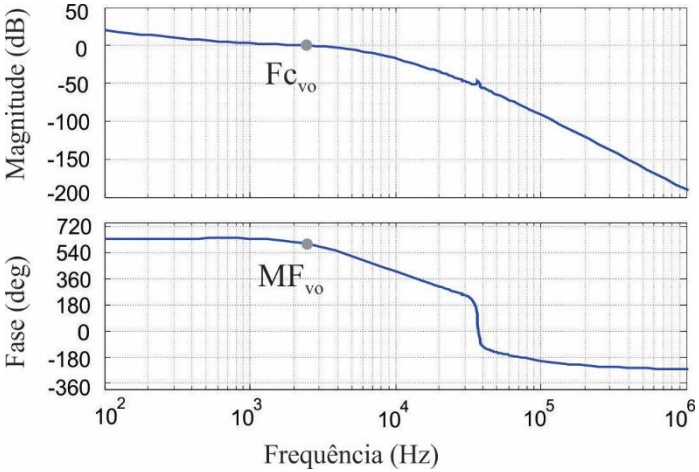
$$C_{vo}(s) = 0,0015092161 \cdot \left(\frac{s + 5514,69405857}{s} \right) \qquad (0.227)$$

Implementando o compensador na malha de controle da tensão de saída, o sistema passa a ser descrito pela função de transferência de malha aberta compensada, a qual é descrita através da equação (6.67).

$$FTMA_{Cvo}(s) = C_{vo}(s) \cdot FTMA_{NCvo}(s) \qquad (0.228)$$

O resultado desse procedimento de compensação pode ser analisado na Figura 6.24, que apresenta a resposta da $FTMA_{Cvo}$. Nota-se que o sistema ficou com a frequência de cruzamento determinada e a margem de fase também foi respeitada.

Figura 6.24 - Diagrama de Bode da $FTMA_{Cvo}$.



Fonte: Autoria própria.

6.4.4 Discretização dos parâmetros dos controladores

Para realizar a implementação dos controladores no DSP, é necessário que seja feita a discretização dos mesmos. Para isto, utilizou-se uma transformação bilinear que durante os períodos de amostragem, mantém a resposta do compensador contínua, tal transformação também é conhecida como transformação de Tustin.

Conhecendo o controlador PI apresentado anteriormente na equação (0.212), e também a transformação de Tustin, dada pela equação (6.68), se torna possível realizar a discretização.

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{\left(1 - z^{-1}\right)}{\left(1 + z^{+1}\right)} \tag{0.229}$$

Substituindo (0.229) em (0.212), obtêm-se a expressão (6.69).

$$C(z) = \frac{d(z)}{e(z)} = k_C \cdot \left(\frac{\frac{2}{T_a} \cdot \frac{\left(1 - z^{-1}\right)}{\left(1 + z^{+1}\right)} + \omega_Z}{\frac{2}{T_a} \cdot \frac{\left(1 - z^{-1}\right)}{\left(1 + z^{+1}\right)}} \right) \tag{0.230}$$

Simplificando-se a equação 6.69, encontra-se (6.70).

$$\frac{d(z)}{e(z)} = k_C \cdot \left(\frac{2 - 2 \cdot z^{-1} + T_a \cdot \omega_Z + T_a \cdot \omega_Z \cdot z^{-1}}{2 - 2 \cdot z^{-1}} \right) \tag{0.231}$$

Realizando as devidas manipulações algébricas e simplificações na equação (0.231), obtém-se (6.71).

$$d(z) = d(z) \cdot z^{-1} + \underbrace{k_C \cdot \left(2 + T_a \cdot \omega_Z\right)}_{\alpha} \cdot e(z) - \underbrace{k_C \cdot \left(2 - T_a \cdot \omega_Z\right)}_{\beta} \cdot e(z) \cdot z^{-1} \tag{0.232}$$

Convertendo a transformação para o tempo discreto, obtêm-se a equação (6.72), a qual é dependente dos parâmetros α e β pré-definidos em (0.232).

$$d(n) = d(n-1) + \alpha \cdot e(n) - \beta \cdot e(n-1) \tag{0.233}$$

Substituindo os valores de k_C e ω_Z projetados para os controladores e presentes nas equações (0.217), (0.222) e (0.227), é possível determinas os parâmetros α e β dos controladores da corrente

de saída dos módulos, corrente no indutor do filtro de entrada e da tensão de saída, nas equações (6.73), (6.74) e (6.75), respectivamente.

$$\begin{aligned}\alpha_{id2} &= 0,032996932032452\\ \beta_{id2} &= -0,018448982367548\end{aligned} \tag{0.234}$$

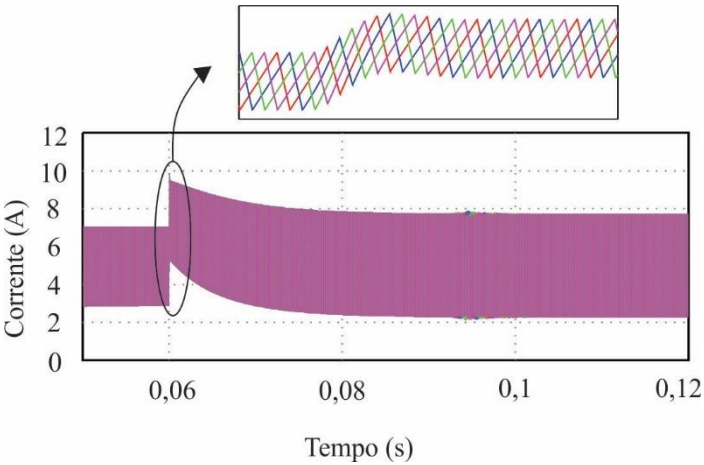
$$\begin{aligned}\alpha_{ilin} &= 0,008960018759647\\ \beta_{ilin} &= -500,95875965\cdot 10^{-6}\end{aligned} \tag{0.235}$$

$$\begin{aligned}\alpha_{vo} &= 0,001675673146114\\ \beta_{vo} &= -0,001342759053886\end{aligned} \tag{0.236}$$

6.5 VALIDAÇÃO EM MALHA FECHADA

Da mesma maneira, que o capítulo de dimensionamento, nesta seção também foram realizadas simulações com o objetivo de validar os controladores projetados. Para simular o conversor, utilizou-se o *software* PSIM, onde os controladores discretizados pela transformada de Tustin, foram implementados à simulação e um degrau de carga foi aplicado para analisar a resposta da corrente de saída dos módulos após o mesmo. O primeiro resultado destas simulações é apresentado na Figura 6.25, sendo que, as correntes de saída de cada módulo estavam sendo controladas nos seus valores nominais e, depois de um degrau de carga de $27\,\Omega$ para $18\,\Omega$, as correntes sofrem uma alteração, porém são compensadas, e mantidas novamente nos seus valores nominais.

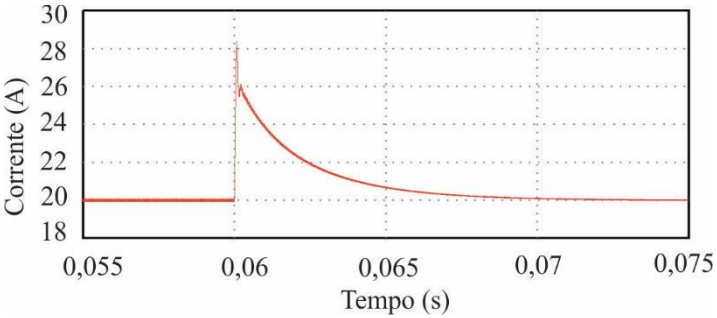
Figura 6.25 - Validação do controle das correntes de saída dos módulos para o conversor operando no modo buck.



Fonte: Autoria própria.

Da mesma forma, um degrau de carga foi aplicado para análise da resposta da corrente de entrada do conversor operando no modo boost, a qual é apresentada na Figura 6.26. O degrau aplicado consistiu em alterar a resistência de carga de $36\,\Omega$ para $29\,\Omega$.

Figura 6.26 - Validação do controle da corrente de entrada para o conversor operando no modo boost

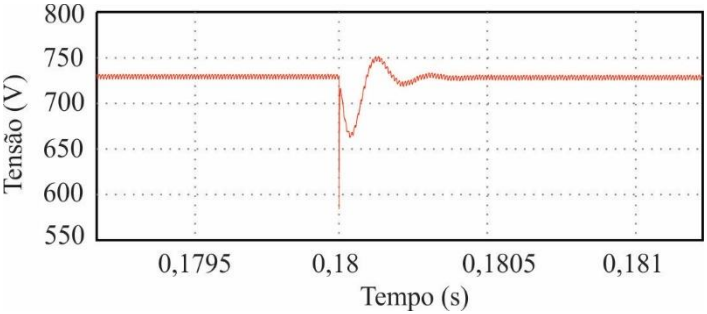


Fonte: Autoria própria.

Para a resposta do compensador de tensão também foi aplicado a um degrau de carga, no qual foi definido uma referência equivalente a $730\,\mathrm{V}$, tensão imposta no banco de baterias automotivo no final da

transferência de energia. Nesta validação um degrau de $45\ \Omega$ para $36\ \Omega$, foi implicado, e o resultado desta simulação é apresentado na Figura 6.27.

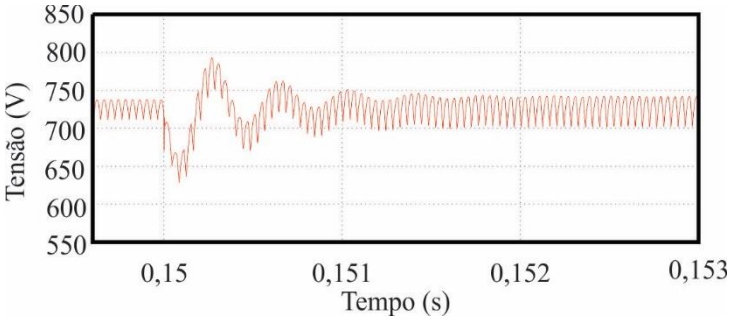
Figura 6.27 - Validação do controle da tensão de saída com os 4 módulos *interleaved* operando no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

Por último, é apresentado novamente a resposta do compensador de tensão através da Figura 6.28, porém, desta vez o degrau de carga é aplicado em apenas um módulo, no qual, também foi definido uma referência equivalente a 730 V. O degrau aplicado consistiu em alterar a resistência de carga de $348\ \Omega$ para $186\ \Omega$.

Figura 6.28 - Validação do controle da tensão de saída de um módulo operando no modo boost.



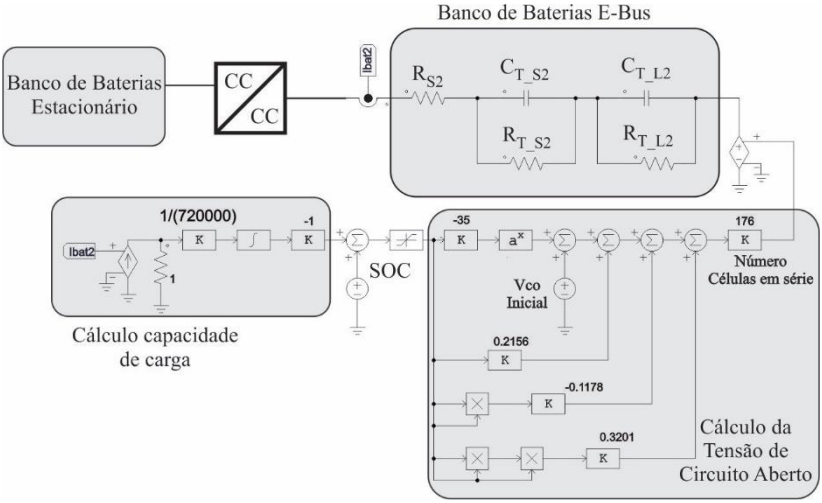
Fonte: Autoria própria.

6.6 CARREGAMENTO CC-CV DAS BATERIAS DE ÍON-LÍTIO

Após a validação de forma separada dos controladores projetados, os mesmos serão implementados no conversor proposto, com a finalidade de realizar a transferência da energia proveniente de um banco de baterias estacionário para um banco de baterias automotivo utilizando o método CC-CV.

Para realizar a simulação, foi adota o modelo apresentado por [7], porém, alguns parâmetros das baterias tiveram que ser adequados, afim de se aproximar o máximo possível das características das baterias modelo P140, designadas pro projeto. Estes parâmetros são os valores da resistência série (R_S) e das resistências e capacitâncias dos transitórios de curta e longa duração $\left(R_{T_C}, R_{T_L}, C_{T_C}, C_{T_L}\right)$, os quais foram adaptados para representar os dois bancos de baterias, uma vez que o banco de baterias estacionário possui dois *packs* em série com três *strings* em paralelo e o banco de baterias automotivo possui também dois *packs* em série, porém com quatros *strings* em paralelo. Cada *packs* possui 88 baterias em série, ou seja, uma *string* possui 176 baterias em série, cada bateria P140 possui uma tensão máxima de $4{,}15\,\mathrm{V}$ totalizando os $730{,}4\,\mathrm{V}$. A Figura 6.29 apresenta a simulação elaborada no *software* PSIM.

Figura 6.29 - Modelo do banco de bateria.



Fonte: Autoria própria.

Já o estado de carga das baterias é determinado através da equação (6.76), que vai ser dependente do estado de carga inicial $\left(SOC(0)\right)$, da capacidade de carga das baterias $\left(Q\right)$ e da corrente de carga $\left(i_{bat}(t)\right)$.

$$SOC(t) = SOC(0) - \frac{1}{Q}\int_0^t i_{bat}(t)\cdot dt \qquad (0.237)$$

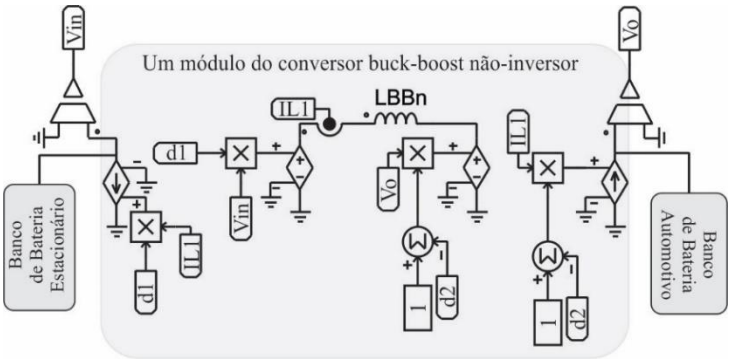
A capacidade de carga tem que ser determinada para os dois bancos separadamente, as baterias P140 possuem uma capacidade de carga de $50\ \text{Ah}$, assim a capacidade do banco estacionário é determinado pela equação (6.77) e a do banco automotivo através da equação (6.78). Neste caso, o valor da capacidade teve que ser representado em Coulomb, então a transformação do valor de capacidade Ampère-hora para Coulomb, foi aplicada.

$$Q_{bat_est} = C(Ah)\cdot 3600 = 50\cdot 3600\cdot 3 = 540000C \qquad (0.238)$$

$$Q_{bat_auto} = 50\cdot 3600\cdot 4 = 720000C \qquad (0.239)$$

Obtidas as equações e valores necessários para caracterizar a bateria P140, o modelo médio do conversor buck-boost não-inversor foi encontrado, a fim de tornar possível a simulação. A Figura 6.30 apresenta o modelo médio do conversor proposto, em conjunto com a estratégia de carregamento implementada.

Figura 6.30 - Modelo médio do conversor buck-boost não inversor.



Fonte: Autoria própria.

Como mencionado anteriormente os controles das correntes e da tensão são independentes, ou seja, apenas uma grandeza será controlada. No comparador, será encaminhado para os interruptores o menor valor de erro compensado. Dessa maneira, no início do carregamento, considerando o banco de baterias de saída descarregado e o banco de entrada carregado, o erro referente a tensão de saída será elevado, comparado ao erro da corrente de entrada e o erro da corrente de saída dos módulos. Por outro lado, o erro da corrente de entrada será maior que o erro da corrente de saída dos módulos, ou seja, a corrente de saída dos módulos será controlada. Quando o conversor estiver operando no modo boost, em uma determinada altura do carregamento o erro da corrente de entrada será menor que o erro da corrente de saída dos módulos, então a corrente de entrada será controlada, ou seja, limitada. No momento em que o nível de tensão das baterias automotivas atingir o valor de referência, seu erro será menor que o erro das correntes e, a partir deste ponto a tensão será controlada.

A Figura 6.31 ilustra a tensão de saída do banco de baterias automotivo e a sua tensão de circuito aberto, onde é possível notar que ao iniciar o carregamento, a tensão nos terminais da bateria V_0 apresenta uma diferença de tensão em relação a sua tensão V_{OC}, causada pela resistência interna da bateria. O mesmo acontece com o banco de baterias estacionário, conforme apresentado na Figura 6.32.

A Figura 6.33 apresenta a corrente de carregamento do banco de baterias automotivo. Nota-se que em torno de 4400 segundos a corrente tem um pequeno degrau negativo e cai de 20 A para 16 A, isso acontece por que a corrente de entrada ultrapassou o seu valor máximo pré-definido, sendo assim, seu erro compensado é menor que o da corrente dos módulos, então o sistema começou a controlar a corrente de entrada. Porém, por volta dos 7000 segundos a tensão de saída atinge o seu valor pré-definido para 90% do SOC, neste momento o erro compensado da tensão de saída é menor, e o sistema passa a controlar a tensão de saída, fazendo com que a corrente de carregamento caía a zero, caracterizando o carregamento CC-CV. Este efeito também pode ser observado na Figura 6.34, a qual ilustra a corrente de descarregamento do banco de bateria estacionário.

Os erros da corrente de saída dos módulos, da corrente de entrada e da tensão de saída são apresentados nas Figura 6.35, Figura 6.36 e Figura 6.37, respectivamente.

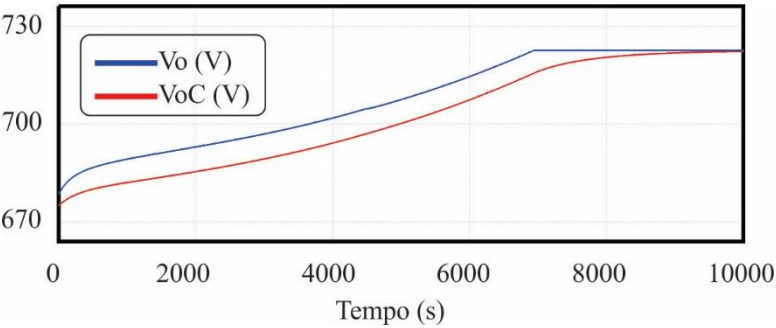
A Figura 6.38 apresenta os SOC dos bancos de baterias automotivo e estacionário, respectivamente. Observa-se que os mesmos possuem uma

variação entre 20% e 90%, faixa de operação ideal para não prejudicar a vida útil das baterias.

Por último, a Figura 6.39 ilustra os níveis de tensões de ambos os bancos de baterias, bem como o momento em que o conversor para de operar no modo buck e passa a operar no modo boost.

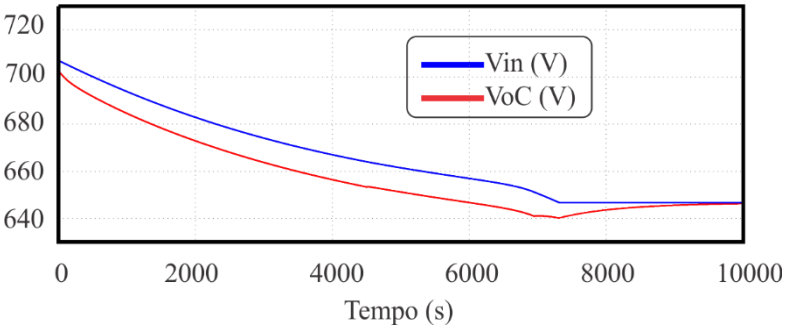
Observa-se em todas as Figuras ilustradas abaixo que o tempo de carregamento do banco de baterias automotivo desta simulação foi de aproximadamente 7000 segundos ou ainda aproximadamente 2 horas, isto ocorreu devido a potência utilizada nos bancos de baterias que foi de $32.56\ \text{kWh}$, ou seja, ambos bancos de baterias foram representados por apenas uma *string*, onde caso *pack* possui potência nominal de $16.28\ \text{kWh}$, caso fosse considerar a potência nominal de cada banco o tempo de simulação seria muito maior.

Figura 6.31 - Forma de onda das tensões do banco de baterias automotivo.



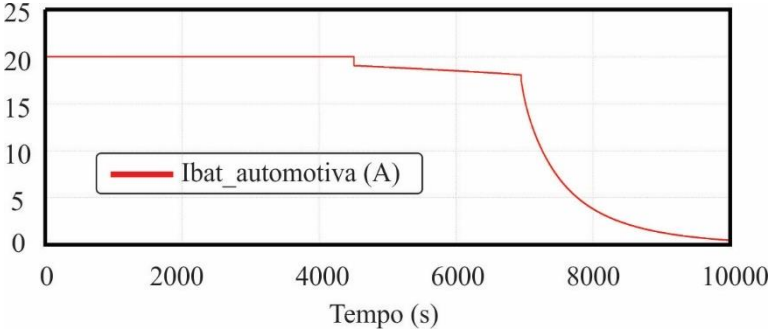
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.32 - Forma de onda das tensões do banco de baterias estacionário.



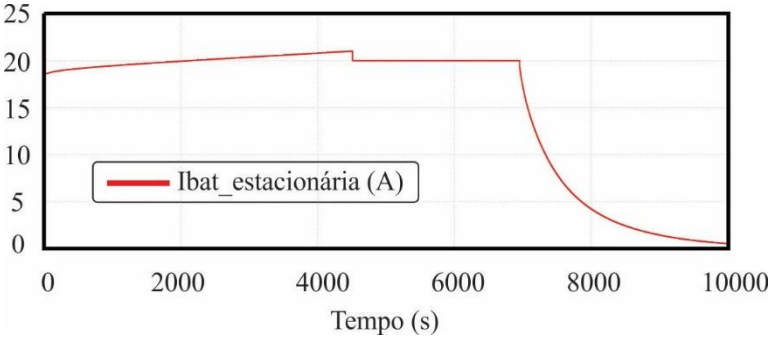
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.33 - Forma de onda da corrente do carregamento do banco de baterias automotivo.



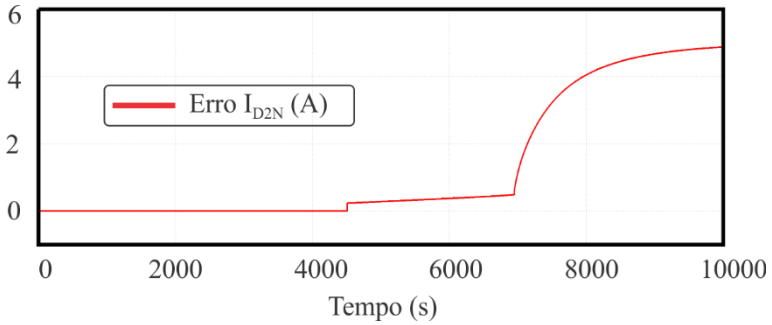
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.34 - Forma de onda da corrente de descarregamento do banco de baterias estacionário.



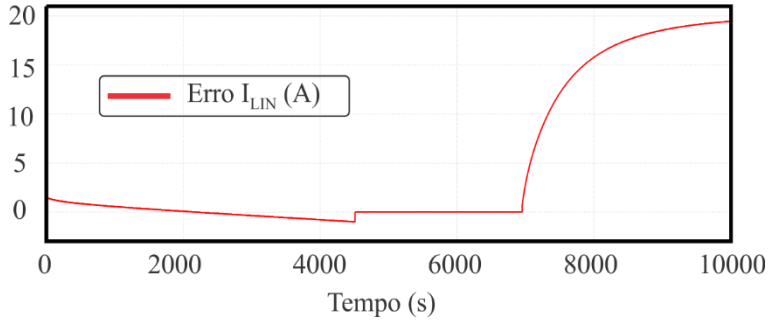
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.35 - Forma de onda do erro da corrente de saída dos módulos.



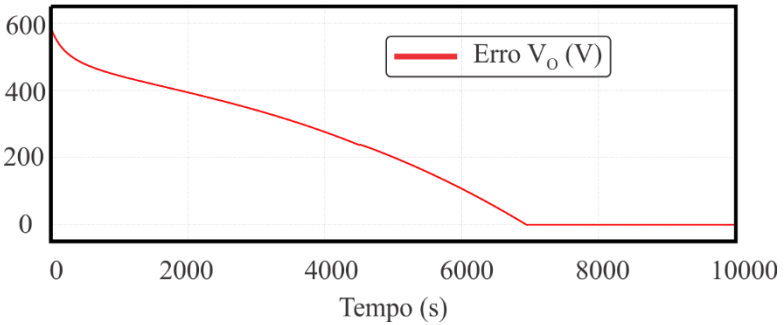
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.36 - Forma de onda do erro da corrente de entrada do conversor.



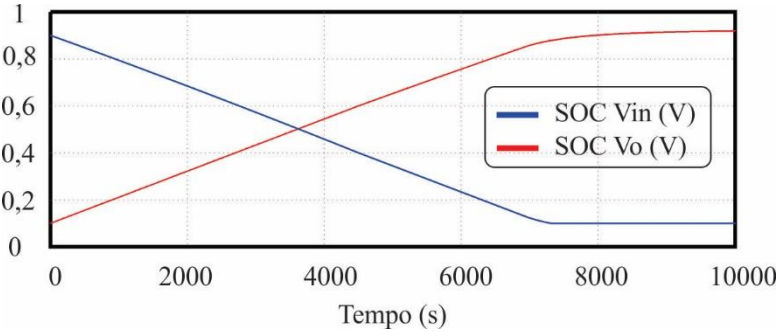
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.37 – Forma de onda do erro da tensão de saída do conversor.



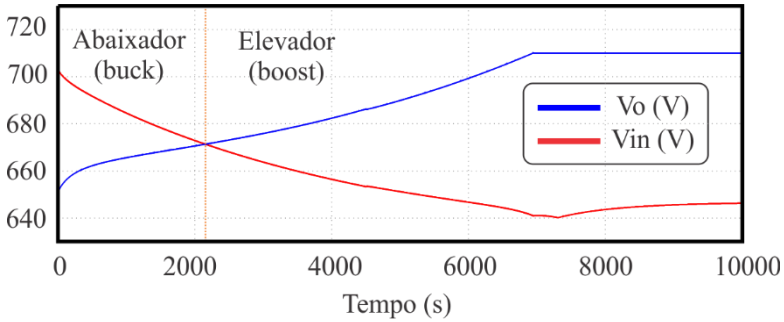
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.38 – Forma de onda dos SOCs de ambos bancos de baterias.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.39 - Forma de onda das tensões dos bancos de baterias.



Fonte: Autoria própria.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são validados, experimentalmente, os conceitos e dimensionamentos desenvolvidos ao longo deste trabalho. Dessa maneira, quatros módulos idênticos do conversor buck-boost não-inversor foram confeccionados, além dos filtros LC na entrada e na saída do conversor *interleaved*, e uma placa para condicionamento de sinais.

O processo de validação após a montagem do protótipo foi realizado por etapas, no qual primeiramente testou-se os módulos separadamente nos dois modos de operação, e nas suas respectivas potências nominais de $3\,\text{kW}$. Foram utilizadas cargas resistivas, cujos valores eram modificados conforme a necessidade do ensaio. Após testado os módulos em suas potências nominais, começou-se a implementação do condicionamento dos sinais provindos dos diferentes sensores implementados no protótipo, a fim, de realizar o controle das variáveis desejadas e obter-se a potência nominal de $12\,\text{kW}$. O controle das variáveis ocorreu em momentos separados, sendo controlada uma variável por vez, sendo que o degrau de carga para validar o controle da tensão de saída foi efetuado de forma manual através do acionamento de um disjuntor.

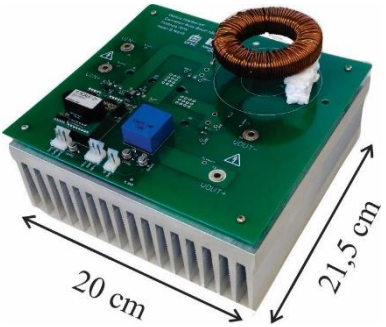
Neste âmbito, são obtidas, apresentadas e descritas as formas de onda para um módulo operando no modo buck e no modo boost e também para o conversor *interleaved* proposto, no qual são validados experimentalmente os controladores digitais.

A lista com os componentes utilizados, o esquemático e os circuitos impressos elaborados, encontram-se nos apêndices desta dissertação.

7.1 PROTÓTIPO

Na Figura 7.1, é apresentado um dos módulos do conversor proposto, que foram confeccionados para a validação dos conceitos apresentados. Vale evidenciar que cada módulo possui um sensor de corrente na sua saída, pois os módulos não possuem auto equilíbrio.

Figura 7.1 - Um módulo conversor buck-boost não-inversor.

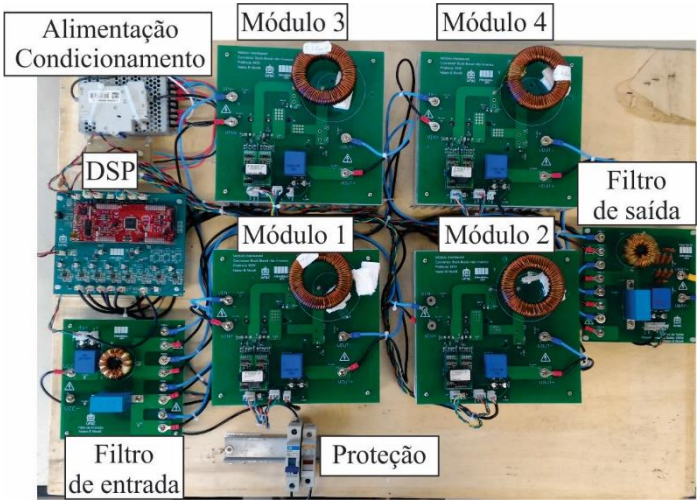


Fonte: Autoria própria.

Já a Figura 7.2 apresenta o protótipo completo, no qual é possível notar que os quatros módulos estão intercalados, uma vez que a alimentação deles é provinda do barramento contido na saída da placa do filtro de entrada e as suas saídas estão conectadas no barramento presente na placa do filtro de saída, o sensor de tensão está alocado no barramento de saída do conversor proposto.

Disjuntores e fusíveis foram utilizados entre conversor e a fonte de alimentação durante a realização do experimento, a fim de aumentar a segurança, no caso algum evento indesejado, como um curto circuito.

Figura 7.2 - Protótipo do conversor buck-boost não inversor interleaved.



Fonte: Autoria própria.

7.2 FORMAS DE ONDA DE UM MÓDULO BUCK-BOOST NÃO-INVERSOR.

Nesta seção serão apresentas as formas de onda das tensões e correntes de apenas um módulo do conversor buck-boost não-inversor *interleaved*, nos dois modos de operação, ambos na potência nominal de cada módulo de $3\,\mathrm{kW}$, sendo estas adquiridas durante a parte experimental do projeto. O módulo escolhido para obtenção das formas de onda, foi o módulo 1.

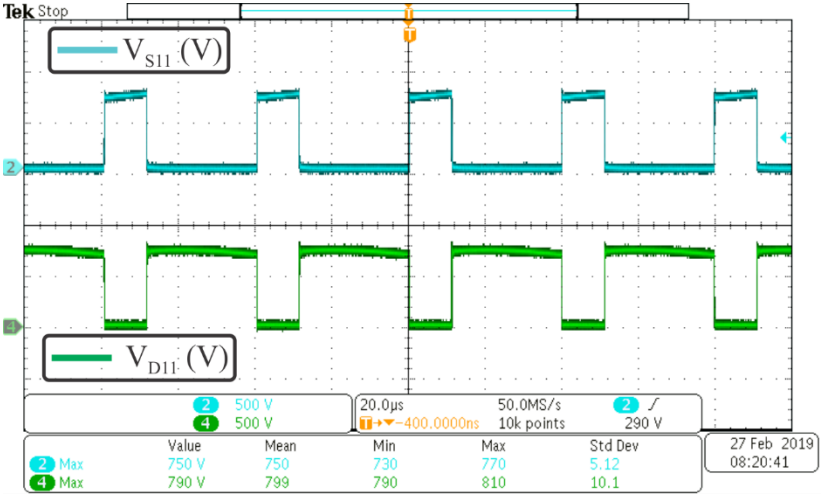
7.2.1 Formas de onda de um módulo no modo buck

A dinâmica das tensões sobre o interruptor S_{11} e no diodo D_{11}, são ilustradas na Figura 7.3. Durante o tempo de condução do interruptor o diodo se mantém reversamente polarizado, e no momento em que o interruptor é bloqueado o diodo é diretamente polarizado. Observa-se que ambas tensões não possuem sobretensão elevada quando o interruptor e/ou diodo entra em condução.

A Figura 7.4 apresenta a corrente no interruptor S_{11} e a corrente no indutor L_{BB1}. Nota-se que no interruptor S_{11} o sobressinal de corrente existente, é menor que o valor de pico do mesmo. Já a corrente do indutor possui ums forma de onde triangular, a qual é imposta no diodo de saída do módulo D_{21}, uma vez que o mesmo conduz durante todo período no modo buck.

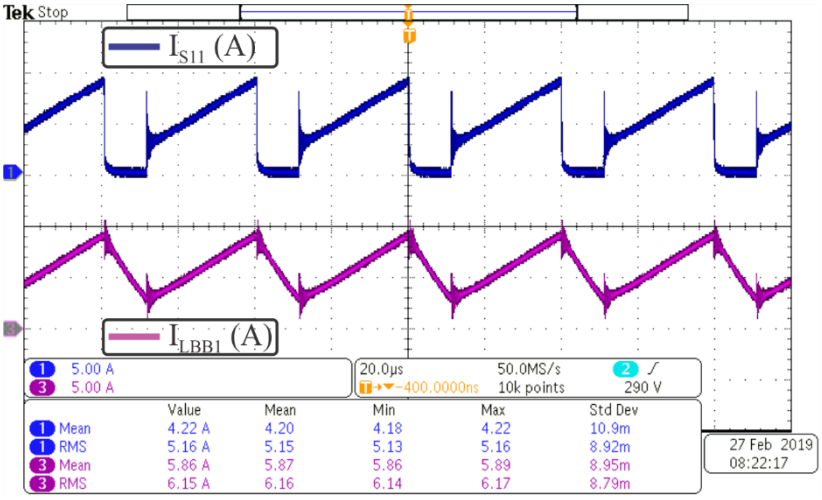
A Figura 7.5 ilustra a corrente e a tensão sobre o interruptor S_{11}. Enquanto a Figura 7.6 relata a tensão sobre o diodo D_{11} e a corrente no indutor L_{BB1}.

Figura 7.3 - Tensão no interruptor S_{11} e no diodo D_{11}.



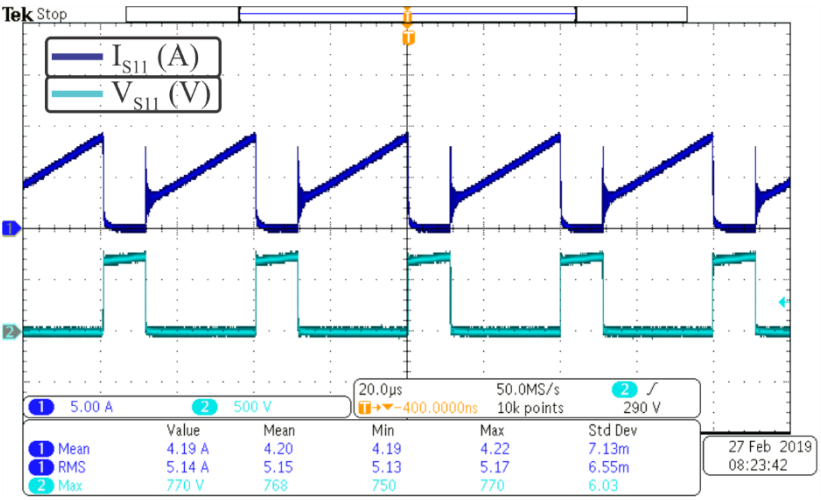
Fonte: Autoria própria.

Figura 7.4 - Correntes no interruptor S_{11} e no indutor L_{BB1}.



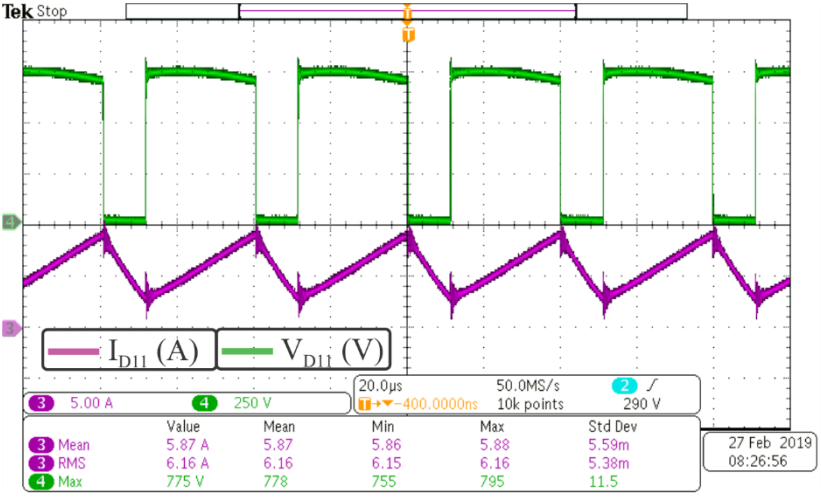
Fonte: Autoria própria.

Figura 7.5 - Tensão e corrente no interruptor S_{11}.



Fonte: Autoria própria.

Figura 7.6 - Tensão e corrente no diodo D_{11}.

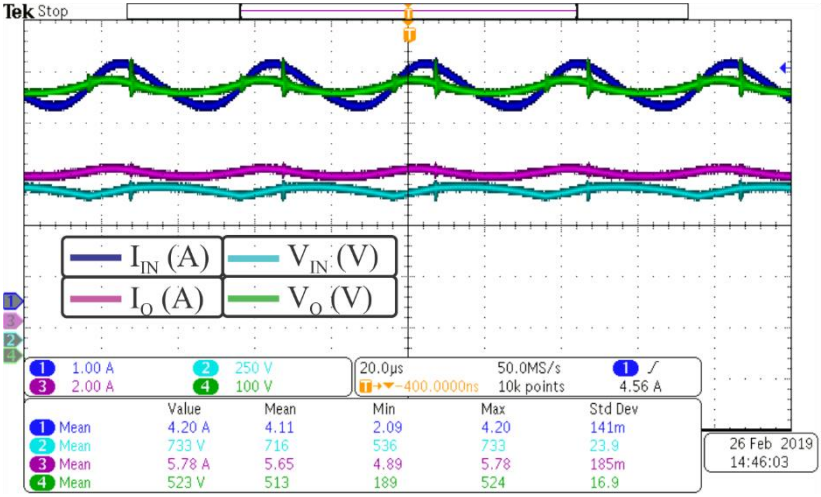


Fonte: Autoria própria.

A Figura 7.7 apresenta as tensões e correntes do conversor operando na sua potência nominal. Destaca-se, que um indutor auxiliar

de $300\ \mu\text{H}$ foi colocado em série com o indutor L_{IN}, visto que este não daria conta de manter uma baixa ondulação de corrente na entrada do conversor, pois foi projetado para operar sobre uma frequência de $100\ \text{kHz}$ e não de $25\ \text{kHz}$, como neste caso, onde somente um módulo está operando.

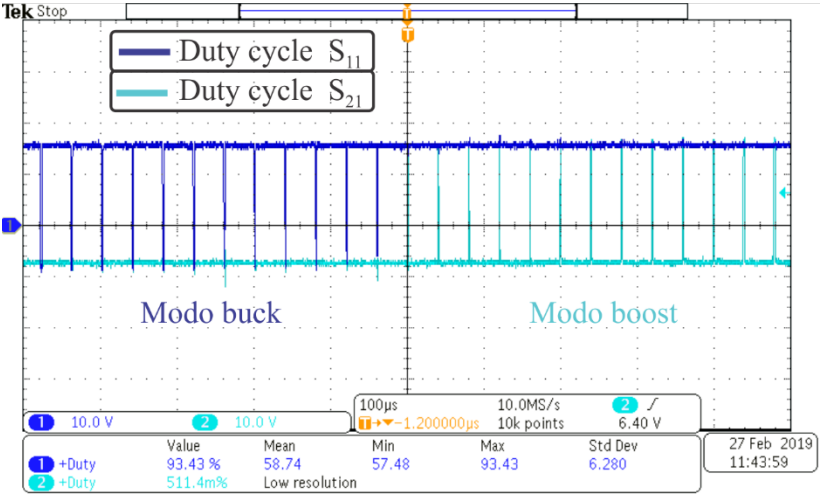
Figura 7.7 - Tensões e correntes de entrada e saída de um módulo operando em modo buck a plena carga.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 7.8 apresenta os comandos dos interruptores S_{11} e S_{12}, ou seja, ilustra o momento em que o conversor deixa de operar no modo buck e passa a operar no modo boost. Nota-se que no modo buck enquanto o interruptor S_{11} está comutando na frequência de $25\ \text{kHz}$ o interruptor S_{21} permanece aberto, e no instante em que $V_O > V_{IN}$, modo de operação boost, o interruptor S_{11} é comandado a conduzir durante todo o período, enquanto S_{21} comuta na frequência determinada.

Figura 7.8 - Passagem do modo buck para o modo boost.



Fonte: Autoria própria.

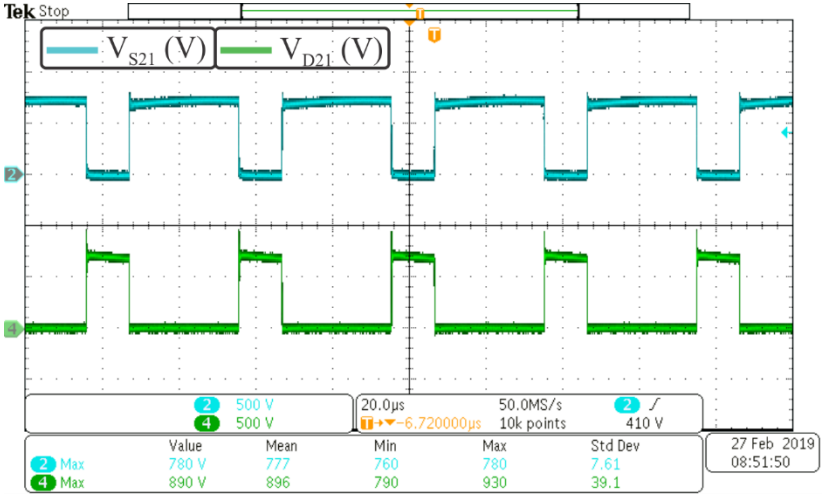
7.2.2 Formas de onda de um módulo no modo boost

A Figura 7.9 apresenta as formas de onda das tensões sobre o interruptor S_{21} e sobre o diodo D_{21}. Da mesma forma que no modo buck, enquanto um conduz o outro se mantém bloqueado. Neste modo de operação ocorre um sobressinal entorno de $900\ \mathrm{V}$ em D_{21}, porém este suporta uma tensão de $1200\ \mathrm{V}$.

Como não foi possível registrar a forma de onda da corrente do interruptor S_{21}, pois, a mesma estava no meio do circuito e seria necessário abrir as trilhas para tal. A Figura 7.10 apresenta a corrente no indutor L_{BB1} e no diodo D_{21}.

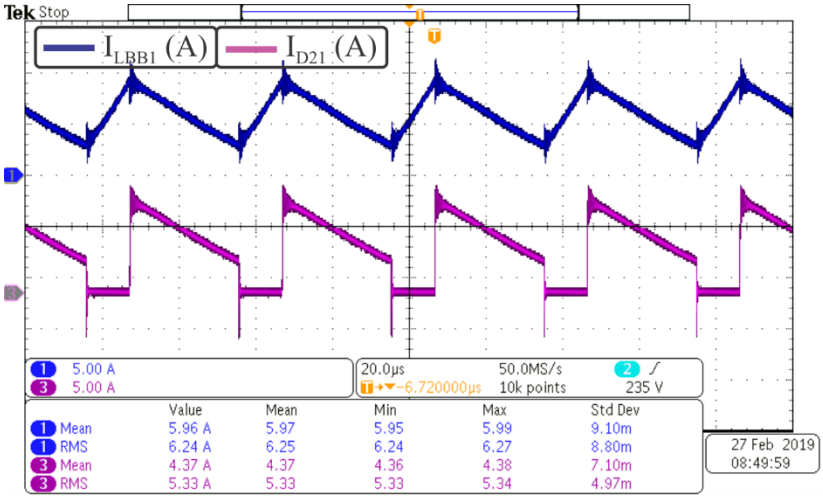
A Figura 7.11 ilustra a tensão sobre o interruptor S_{21} e a corrente no indutor L_{BB1}. Enquanto a Figura 7.12 apresenta a corrente e a tensão sobre o diodo D_{21}.

Figura 7.9 - Tensão sobre o interruptor S_{21} e sobre o diodo D_{21}.



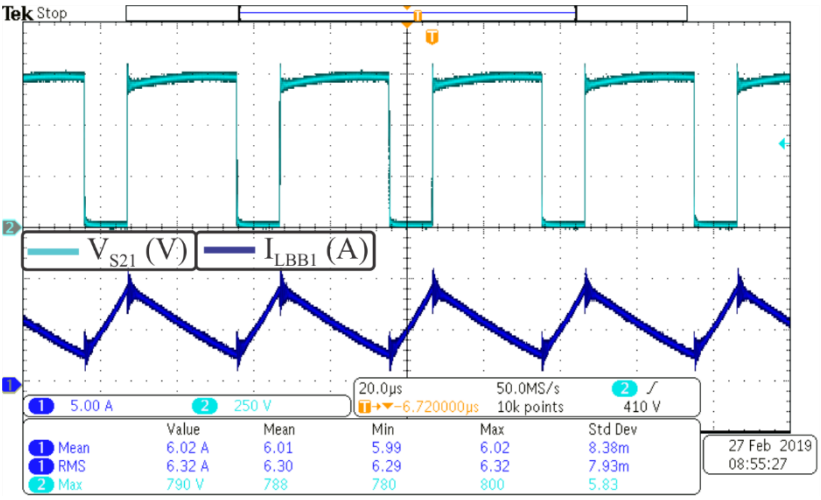
Fonte: Autoria própria.

Figura 7.10 - Corrente no indutor L_{BB1} e no diodo D_{21}.



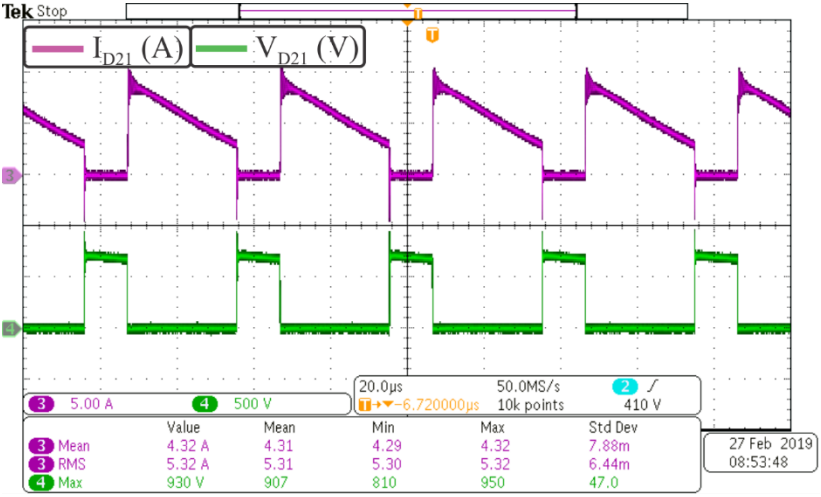
Fonte: Autoria própria.

Figura 7.11 - Tensão sobre o interruptor S_{21} e a corrente no indutor L_{BB1}.



Fonte: Autoria própria.

Figura 7.12 - Corrente e tensão sobre o diodo D_{21}.

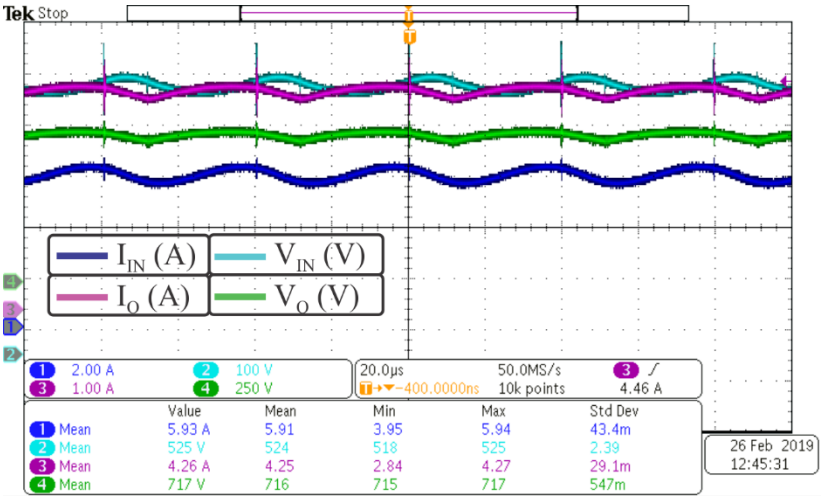


Fonte: Autoria própria.

Da mesma forma, que no modo buck, para o ensaio deste modo também se fez necessário utilizar o indutor auxiliar na entrada no

conversor. Sendo assim, a Figura 7.13 ilustra as tensões e correntes de saída para a potência nominal de um módulo no modo boost.

Figura 7.13 - Tensões e correntes de entrada e saída de um módulo operando em modo boost a plena carga.



Fonte: Autoria própria.

7.3 FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR BUCK-BOOST NÃO-INVERSOR *INTERLEAVED*.

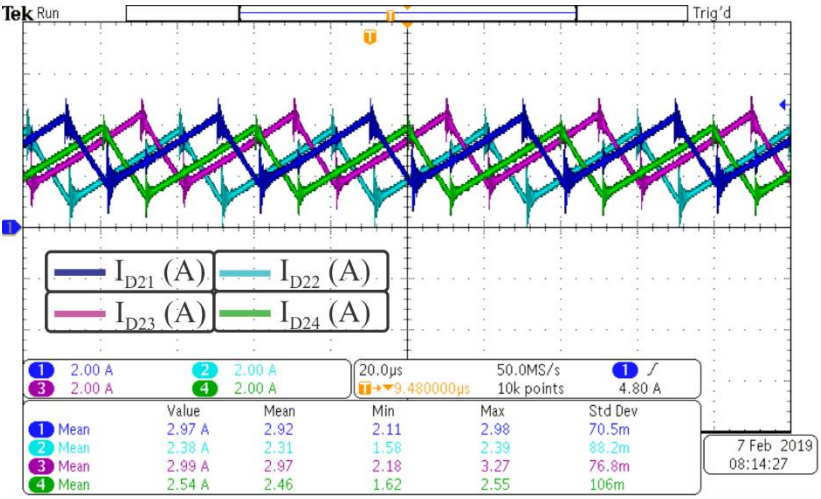
Nesta subseção são apresentadas as formas de onda de corrente e de tensão correspondentes ao conversor buck-boost não-inversor operando com os quatros módulos *interleaved*. Também são ilustrados os comportamentos destes na atuação dos controladores de corrente e tensão.

A Figura 7.14 mostra as correntes nos diodos de saída dos quatro módulos, onde o conversor está operando em malha aberta, no modo buck. Observa-se que estão defasadas em $90°$ e que seus valores médios estão desequilibrados, ficando evidente a necessidade da atuação do controle das correntes de saída de cada módulo, não permitindo que este desequilíbrio aumente, e acabe queimando alguns semicondutores dos módulos.

Em função disso, a Figura 7.15 ilustra as mesmas correntes da Figura 7.14, porém nesta as correntes estão sendo controladas e consequentemente seus valores médios são praticamente idênticos, em torno de $5\ \mathrm{A}$, fornecendo $20\ \mathrm{A}$ na saída do conversor. Validando assim,

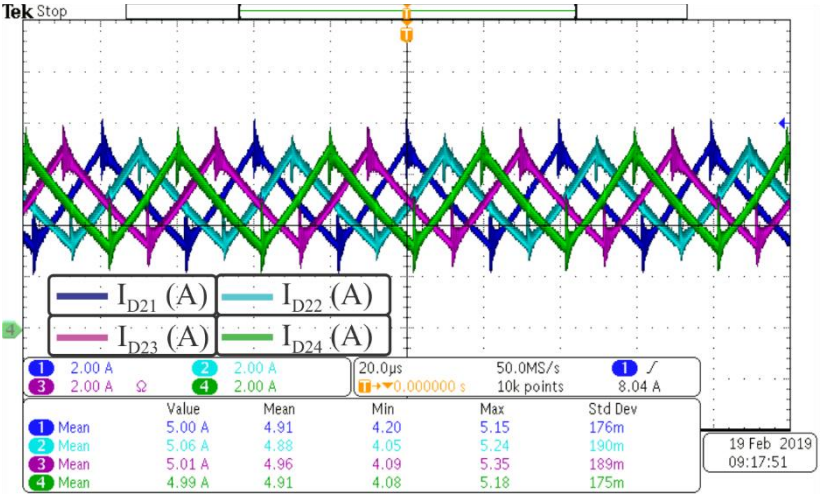
o controle da corrente de saída dos módulos com o conversor operando no modo buck.

Figura 7.14 - Corrente de saída dos módulos desequilibradas com o conversor operando no modo buck.



Fonte: Autoria própria.

Figura 7.15 - Corrente de saída dos módulos controladas e equilibradas com o conversor operando no modo buck.

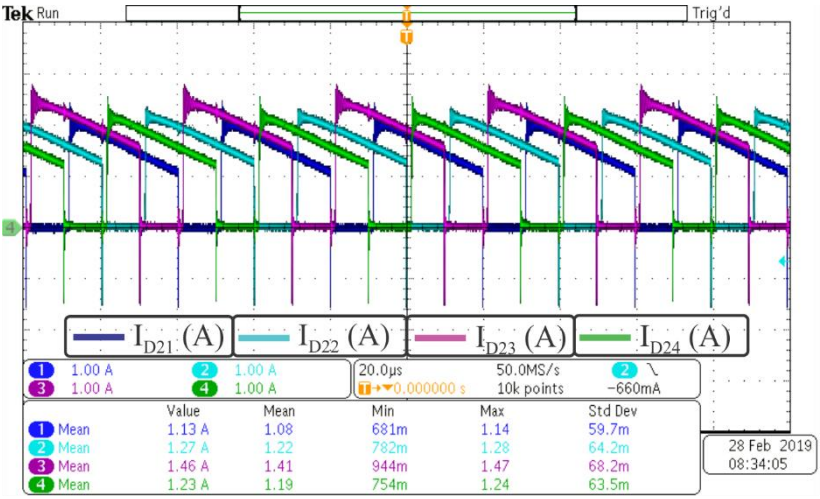


Fonte: Autoria própria.

A Figura 7.16 apresenta novamente as correntes de saída dos quatro módulos *interleaved* com o conversor operando em malha aberta, porém neste teste o conversor está operando no modo boost, ou seja, as correntes de saída possuem uma forma de onda pulsada. Nota-se que as mesmas estão defasadas em $90°$ e os seus valores médios não estão equilibrados. Evidenciando também a necessidade de controle da corrente de saída dos módulos no modo boost.

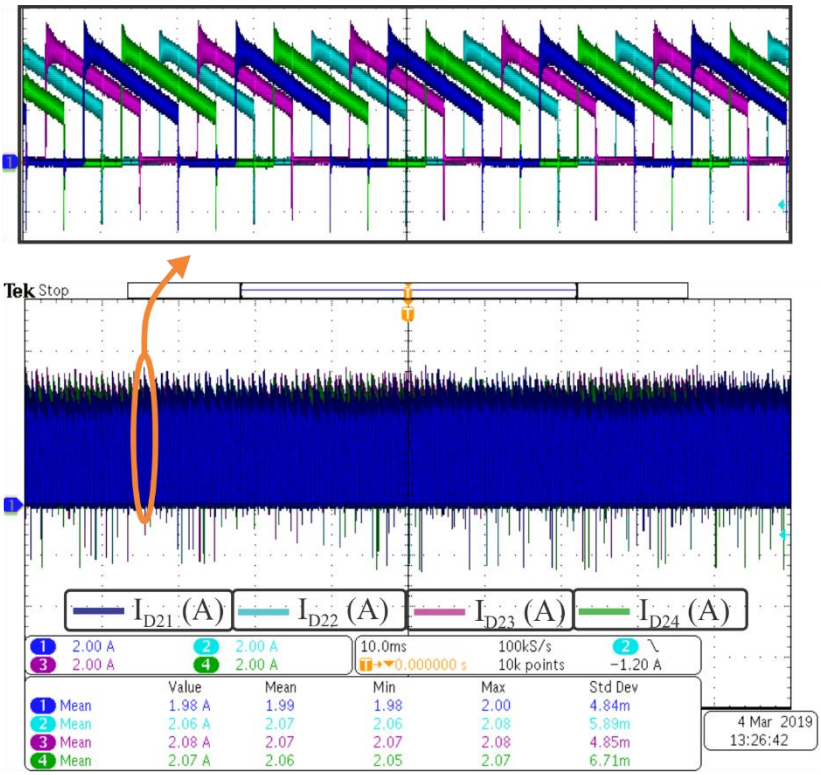
Em consequência disso, este controle é realizado e o resultado do mesmo é apresentado na Figura 7.17. Nota-se que as correntes de saída dos módulos estão equilibradas em $2\ \mathrm{A}$. Validando assim, o controle da corrente de saída dos módulos com o conversor operando no modo boost.

Figura 7.16 - Corrente de saída dos módulos desequilibradas com o conversor operando no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

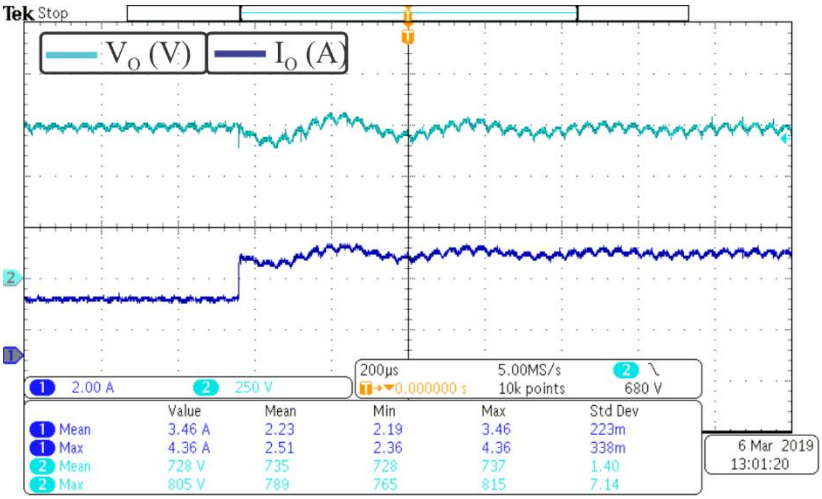
Figura 7.17 - Corrente de saída dos módulos controladas e equilibradas com o conversor operando no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

O controle da tensão de saída no modo boost, modo de operação no qual irá acontecer o término do carregamento, também foi realizado, porém o mesmo foi aplicado no ensaio de somente um módulo. A tensão de saída permaneceu constante perante variações da tensão na entrada do conversor e também buscou a referência quando a mesma era alterada no código do DSP. A fim de validar este controle, um degrau de carga foi realizado, onde a resistência de saída R_O foi reduzida de $348\,\Omega$ para $186\,\Omega$, enquanto o conversor operava com uma tensão de saída de $730\,\mathrm{V}$, conforme ilustrado na Figura 7.18. Neste caso, a potência de saída teve um degrau de aproximadamente $1600\,\mathrm{W}$ para $3000\,\mathrm{W}$. Nota-se que a forma de onda da tensão ilustrada na Figura 1.1 é muito próxima a forma de onda da Figura 6.28, resultado já esperado.

Figura 7.18 – Resposta da tensão e da corrente de saída após aplicado o degrau de carga.

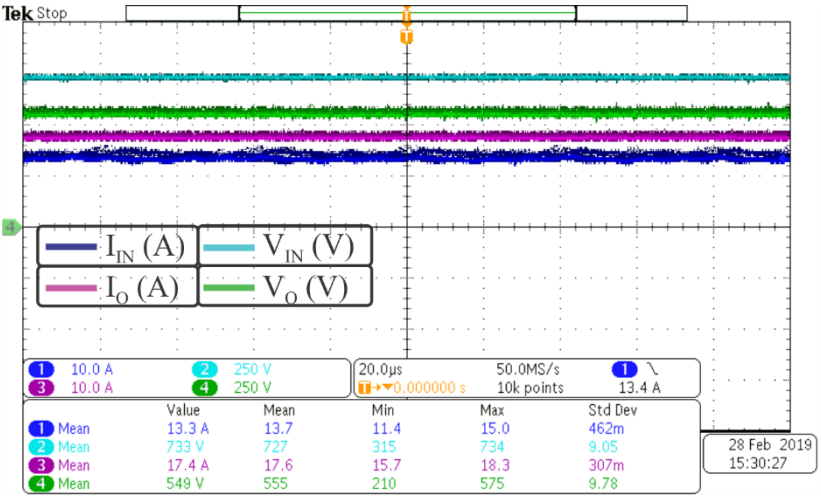


Fonte: Autoria própria.

A Figura 7.19 ilustra as formas de onda das tensões e correntes de entrada e saída do conversor proposto operando no modo buck em uma potência de aproximadamente $10\ \text{kW}$. Nota-se que as ondulações destas grandezas são pequenas, conforme projetado e esperado.

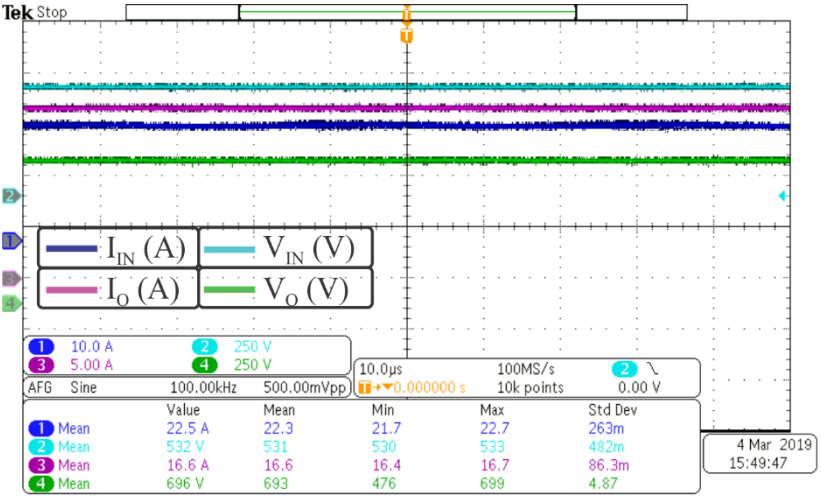
A Figura 7.20 apresenta as formas de onda das tensões e correntes de entrada e saída do conversor proposto operando no modo boost em sua potência nominal de $12\ \text{kW}$. Nota-se que as ondulações destas grandezas também são pequenas.

Figura 7.19 - Tensões e correntes de entrada e saída do conversor operando no modo buck próximo dos $10\ kW$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 7.20 - Tensões e correntes de entrada e saída do conversor operando no modo boost na sua potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

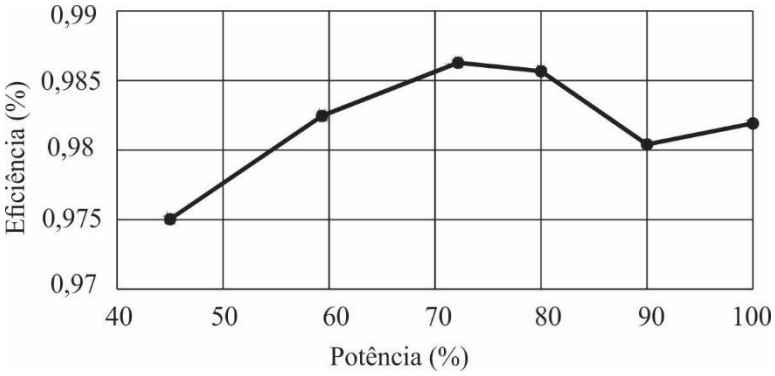
7.4 RENDIMENTO

A obtenção do rendimento do conversor foi realizada a partir da variação de carga para uma razão cíclica fixa, ocorrendo apenas a variação da corrente. Foram extraídas curvas de rendimento para o modo buck e para o modo boost de apenas um módulo, uma vez que os módulos possuem as mesmas características e estão interligados em uma configuração paralela, então o rendimento para os quatros módulos intercalados seria muito próximo do rendimento de apenas um módulo. A Figura 7.21 e a Figura 7.22 apresentam as curvas de rendimento para o modo buck e modo boost, respectivamente. Os dados para gerar estas curvas foram adquiridos com o auxílio de um osciloscópio que, mesmo sem ser um equipamento destinado a este modelo de medição, realiza a leitura de tensões e correntes, visto que o analisador de potência presente no laboratório, equipamento ideal para este tipo de medição, não suporta tensões superiores a 600 Vrms.

Observa-se que no modo buck o conversor alcançou um rendimento máximo de $98,7\%$, no entanto em sua potência nominal o mesmo apresentou um rendimento de $98,2\%$. Tais valores obtidos foram satisfatórios, uma vez que o objetivo do protótipo não foi visando a redução de perdas.

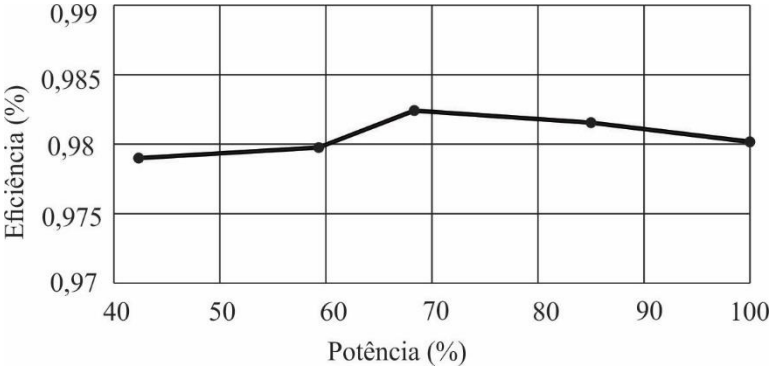
Já para o modo boost o rendimento teve uma característica mais constante ficando sempre em torno dos 98%, onde os valores máximos e mínimos foram $98,3\%$ e $97,9\%$, respectivamente.

Figura 7.21 - Rendimento de um módulo do conversor no modo buck.



Fonte: Autoria própria.

Figura 7.22 - Rendimento de um módulo do conversor no modo boost.



Fonte: Autoria própria.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, foi estudado um carregador que realiza a transferência de energia de forma unidirecional entre dois bancos de baterias. Para tal, foi necessário compreender o comportamento de carga e descarga das baterias de íon-lítio, também características como a faixa ideal de operação do SOC das baterias, além do sistema de proteção e gerenciamento (BMS), a fim de mantê-las em sua região de operação, sem prejudicar sua vida útil.

O carregador projetado, construído e validado com potência nominal de 12 kW não caracteriza uma carga rápida em relação ao banco de baterias do E-bus, porém foi possível realizar a validação da topologia para que em um futuro próximo possa ser projetado um carregador, que usufrui da mesma topologia com uma potência nominal 300 kW, potência necessária para realizar a transferência de energia em torno de 30 minutos. O modelo de carregamento CC-CV implementado na simulação, apesar de sua simplicidade, apresentou um desempenho satisfatório.

Notou-se que os veículos elétricos estão em crescimento no mercado mundial, porém, os mesmos ainda transitam por uma fase de aceitação dos consumidores devido a alguns fatores. Como a falta de infraestrutura de postos de carregamento para VE, que requer um grande investimento por parte do governo e do setor privado. Em função disso, carregadores lentos do tipo 1 e 2, devem ser os que irão ser mais utilizados em um futuro próximo, principalmente em residências. Enquanto, os carregadores rápidos tipo 3, que possuem um maior custo, serão implantados inicialmente em setores privados, a fim de ganhar estabilidade neste mercado de carregadores, pois à medida que a capacidade das baterias é melhorada e o número de veículos elétricos aumenta, se torna essencial realizar carregamentos rápidos em rodovias.

O conversor estudado é constituído por módulos buck-boost não-inversores, a técnica *interleaved* foi implementada, contribuindo para a redução dos esforços nos elementos ativos e a redução das ondulações de corrente e tensão. Mesmo realizando a modelagem de apenas um módulo, para serem efetuados os devidos controles, as plantas obtidas foram validadas e efetivas. Assim, o controle da tensão e das correntes, pôde ser implementado de forma simples, através de um compensador PI. Dessa maneira, os controladores foram projetados, discretizados, com uma taxa de amostragem igual ao dobro da frequência de comutação, e simulados. Em seguida, os mesmos foram implementados no DSP e validados experimentalmente. Com controle da corrente de saída de cada módulo o

número de sensores no projeto se tornou maior, porém este não agregou muita complexidade no controle, e se mostrou bastante eficiente no balanço de potência entre os módulos.

Como trabalho futuro, é proposto uma análise e dimensionamento mais detalhado do indutor do filtro de saída com o uso da técnica de *interleaved*.

Uma outra proposta também interessante seria o desenvolvimento de um BMS, podendo assim acoplar na entrada e na saída do carregador baterias reais, deixando o sistema de carregamento 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. Assim, seria possível implementar a validar na prática o carregamento em corrente constante e tensão constante, apresentados no decorrer do trabalho.

REFERÊNCIAS

[1] M. d. M. e. Energia, *Balanço Energético Nacional ano base 2016*, Empresa de Pesquisa Energética, 2017.

[2] EIA, *Monthly Energy Review*, February 2017.

[3] ABV, "As Principais Tendências na Industria Automotiva Brasileira Até 2025," 2018.

[4] IEA, "Global EV Outlook 2017," OECD, 2017.

[5] ANFAVEA, 2016. [Online]. Available: http://www.anfavea.com.br/estatisticas-2016.html. [Acesso em 20 02 2019].

[6] M. T. e. a. Lawder, "Battery Energy Storage System (BESS) and Battery Management System (BMS) for Grid-Scale Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, nº 6, pp. 1014-1030, 2014.

[7] C. E. Possamai, *Conversor modular aplicado ao carregamento de veículos elétricos a partir de uma bateria estacionária residencial*, Florianópolis: Dissertação (Mestrado em Automação e Sistemas), 2018, p. 238 pág.

[8] J. d. L. Ferro, *Carregador de Baterias de Íon-Lítio Trifásico de 12 kW*, Florianópolis: Dissertação (Mestrado em Automação e Sistemas), 2018, p. 241 pág.

[9] LINDEN, David; REDDY, Thomas B., Handbook of Batteries, 4ª Edição, 2011.

[10] R. J. Brodd, "Comments on the History of Lithium-Ion Batteries," *Broddarp of Nevada, Inc*, nº Henderson NV 89074.

[11] B. Scrosati, "History of lithium batteries," *Journal Solid State Electrochem*, vol. 15, pp. 1623-1630, 2011.

[12] J. Li, S. Wang, C. Fernandez, N. Wang, and H. Xie, "The battery management system construction method study for the power," *2nd International Conference on Robotics and Automation Engineering (ICRAE)*, pp. 285-289, 2017.

[13] D. Le e X. Tang, "Lithium-ion Battery State of Health Estimation Using Ah-V," em *Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society*, 2011.

[14] D. Andrea, Battery Management Systems for Large Lithium-Ion Battery Packs, Artech House, 2010.

[15] Chen, Min; Rincon-Mora, G. A, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance," *IEEE,* vol. 21, nº 2, pp. 504-511, 2006.

[16] Mitsubishi Heavy Industries, LTD., *Battery Pack for Brazil Electrical Bus,* 2013.

[17] Panasonic, *Lithium Ion NCR18650PF,* 2018.

[18] Mukai, Daisuke et al, "Development of Large High-performance Lithium-ion Batteries for Power Storage and Industrial Use," *Mitsubishi Heavy Industries Technical Review,* vol. 49, nº 1, 2012.

[19] 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,* vol. 28, nº 5, pp. 2151-2169, 2013.

[20] X. Zhou, S. Lukic, S. Bhattacharya, and A. Huang, "Design and control of grid-connected converter in bi-directional battery charger for Plug-in hybrid electric vehicle application," *IEEE,* p. 1716–1721, 2009.

[21] A. Kuperman, U. Levy, J. Goren, A. Zafranski, A. Savernin and I. Peled, "Modeling and Control of a 50kW Electric Vehicle Fast Charger," *IEEE 26-th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel,* pp. 188-192, 2010.

[22] 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,* vol. 27, nº 3, pp. 1141-1151, 2012.

[23] L. Y. L. Sheng Yuan Ou, "Design and implementation of a four-phase converter with digital current sharing control for battery charger," em *IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC),* Osaka, Japan, 2015.

[24] S. Cetin and A. Aspete, "A Phase Shifted Full Bridge Converter Design for Electrical Vehicle Battery Charge Applications Based on Wide Output Voltage Range," *Internation Conference on Applied Electronics (AE),* 2016.

[25] G. Wei. B. Hua. G. Szatmari-Voicu. A. Taylor. J. Patterson, and J. Kane, “A 10kW 97%-efficiency LLC resonant DC/DC converter with wide range of output voltage for the battery chargers in Plug-in Hybrid Electric Vehicles,” em *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC),*, Dearborn, MI, USA, 2012.

[26] P. S. Tomar, M. Srivastava e A. K. Verma, “An Efficient Bi-directional DC/DC Charger for Electric Vehicle Battery Charging,” em *2nd International Conference on Power, Energy and Environment: Towards Smart Technology (ICEPE)*, Shillong, India,, 2018.

[27] GARCIA, Oscar et al, “Automotive dc–dc bidirectional convertermade with many interleaved buck stages,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, nº 3, pp. 578-586, 2006.

[28] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, “Evaluation and efficiency comparison of front end AC–DC plug-in hybrid charger topologies,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, nº 1, pp. 413-421, 2012.

[29] SOEIRO, Thiago B; KOLAR, Johann W., “Analysis of High Efficiency Three-Phase Two-and Three Level Unidirectional Hybrid Rectifiers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 9, nº 60, pp. 3589-3601, 2013.

[30] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, “A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, nº 3, pp. 641-660, 2004.

[31] Texas Instruments, “Design tips for na efficient non-inverting buck-boost converter,” *Analog Applications Journal*, 2014.

[32] Texas Instruments, “An Interleaved PFC Preregulator for High-Power Converters,” *Application Report*, 2015.

[33] SCHITTLER, Andressa Colvero et al., “Interleaved Buck Converter Applied to High-Power HID Lamps Supply: Design, Modeling and Control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, nº 4, pp. 1844-1853, 2013.

[34] Mao, H., Yao, L., Wang, C., Batarseh, I, “Analysis of inductor current sharing in nonisolated and isolated

multiphase DC-DC converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, nº 6, pp. 3379-3388, 2007.

[35] L. Young-Joo, A. Khaligh, and A. Emadi, "A compensation technique for smooth transitions in a noninverting buck/boost converter," *IEEE Transactions Power Eletronic*, vol. 24, nº 4, pp. 1002-1015, 2009.

[36] I. Aharon, A. Kuperman e D. Shmilovitz, "Analysis of Dual-Carrier Modulator for Bidirectional Noninverting Buck–Boost Converter," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 30, nº 2, pp. 840-848, 2015.

[37] D. C. Martins e I. Barbi, Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não isolados, Florianópolis, 2011.

[38] R. W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Boulder, Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2004.

[39] BUSO Simone; MATTAVELLI, Paolo, Digital control in power, Estados Unidos da América, 2006.

APÊNDICE A – Modelo Equivalente da Bateria type P140

Especificações:

Bateria : TCL-P--383562

$cap_{TCL} := 0.85$ Capacidade A/h de uma célula da bateriaTCL-P-383562

Bateria: Type P140

$cap_{P140} := 50$ Capacidade A/h de uma célula da bateria Type P140

$v_{max_P140} := 4.15$ Tensão máxima em uma célula da bateria

$n_{células_módulo} := 11$ Número de células em um módulo

$n_{módulo_pack} := 8$ Número de módulos em um pack

$n_{células_pack} := n_{células_módulo} \cdot n_{módulo_pack} = 88$ Número de células em um pack

$n_{pack_serie} := 2$ Número de packs em série em cada string do banco

$n_{células_string} := n_{pack_serie} \cdot n_{células_pack} = 176$ Número de células em uma string

$n_{string_paralelo} := 4$ Número de string no banco de bateria automotivo

$cap_{banco} := n_{string_paralelo} \cdot cap_{P140} = 200$ Capacidade A/h total do banco de bateria

$relação_{cap_baterias} := \frac{cap_{P140}}{cap_{TCL}} = 58.824$ Relação entre as células das baterias

$Tempo := 3600$ Tempo (s) para deixa a unidade da capacidade de carga em Coulomb

---

a) Tensão de circuito aberto em funçao do estado de carga

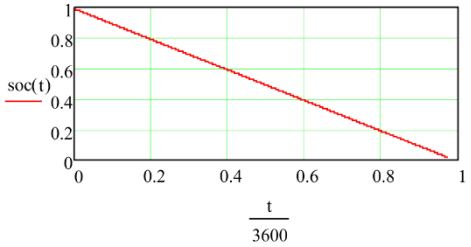
$i := -cap_{banco} = -200$

$soc_o := 0.99$

$Q := cap_{banco} \cdot Tempo = 7.2 \times 10^5$

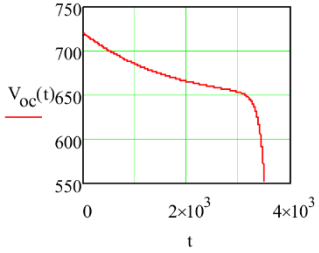
$t := 0, 1 .. 3500$

$soc(t) := soc_o + \frac{i \cdot t}{Q}$



Equação que determina a característica da tensão de circuito aberto do banco de baterias

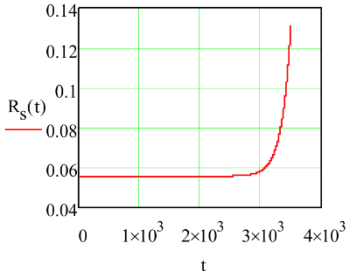
$$V_{oc}(t) := \left(-1.031 \cdot e^{-35 \cdot soc(t)} + 3.685 + 0.2156\,soc(t) - 0.1178\,soc(t)^2 + 0.321 \cdot soc(t)^3\right) \cdot n_{células_string}$$



b) Resistência Série

$$R_s(t) := \frac{0.1562e^{-24.37 \cdot soc(t)} + 0.07446}{relação_{cap_baterias} \cdot n_{string_paralelo}} \cdot n_{células_string}$$

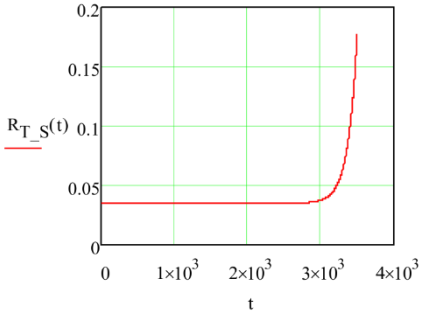
$$R_{s1} := 0.07446 \frac{n_{células_string}}{relação_{cap_baterias} \cdot n_{string_paralelo}} = 0.056$$



c) R TRANSITÓRIA PARA CURTA DURAÇÃO

$$R_{T_S}(t) := \frac{0.3208 e^{-29.14 \cdot soc(t)} + 0.04669}{relação_{cap_baterias} \cdot n_{string_paralelo}} \cdot n_{células_string}$$

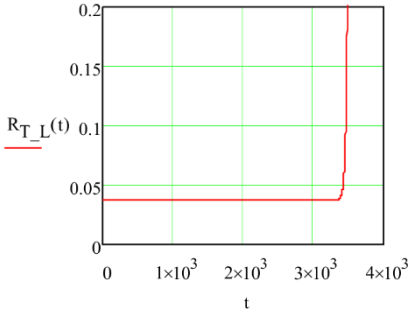
$$R_{T_S1} := 0.04669 \frac{n_{células_string}}{relação_{cap_baterias} \cdot n_{string_paralelo}} = 0.035$$



d) R TRANSITÓRIA PARA LONGA DURAÇÃO

$$R_{T_L}(t) := \frac{6.603 e^{-155.2 \cdot soc(t)} + 0.04984}{relação_{cap_baterias} \cdot n_{string_paralelo}} \cdot n_{células_string}$$

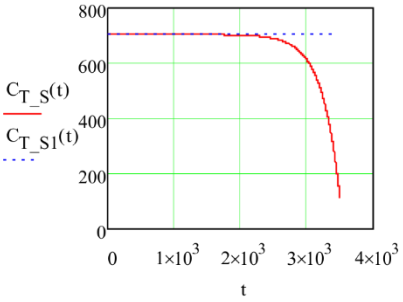
$$R_{T_L1} := 0.04984 \frac{n_{células_string}}{relação_{cap_baterias} \cdot n_{string_paralelo}} = 0.037$$



e) C TRANSITÓRIA PARA CURTA DURAÇÃO

$$C_{T_S}(t) := -752.9\,e^{-13.51\cdot soc(t)} + 703.6$$

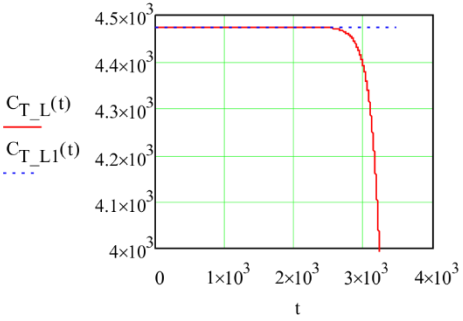
$$C_{T_S1}(t) := 703.6$$



f) C TRANSITÓRIA PARA LONGA DURAÇÃO

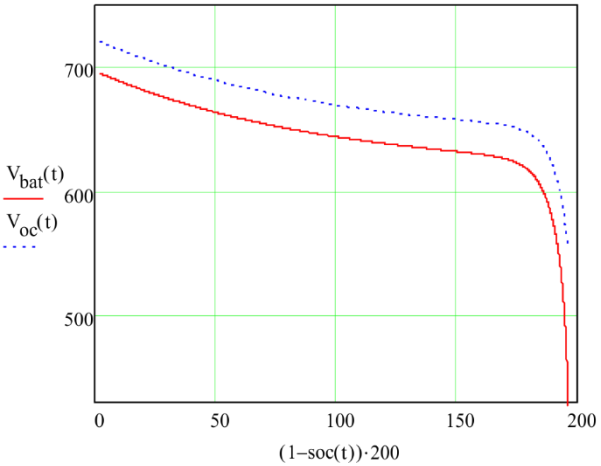
$$C_{T_L}(t) := -6056\,e^{-27.12\cdot soc(t)} + 4475$$

$C_{T_L1}(t) := 4475$ Valor para soc maior que 20%.



g) Tensão nos terminais da bateria durante seu descarregamento

$$V_{bat}(t) := V_{oc}(t) + \left(R_s(t) + R_{T_S}(t) + R_{T_L}(t)\right) i$$



APÊNDICE B – Projeto do conversor Buck-Boost Não-Inversor *Interleaved*

Especificações

$V_{in_min} := 526.25$ Tensão de entrada mínima (V)

$V_{in_max} := 730.4$ Tensão de entrada máxima (V)

$V_{out_min} := 526.25$ Tensão de saída mínima (V)

$V_{out_max} := 730.4$ Tensão de saída mínima (V)

$P_{out} := 12 \cdot 10^{3}$ Potência de saída (W)

$P_{in} := P_{out} = 1.2 \times 10^{4}$ Potência de entrada (W)

$f_S := 25 \cdot 10^{3}$ Frequência de comutação (Hz)

$N_{TOTAL} := 4$ Número total de conversores interleaved

$f_{s_filtros} := f_S \cdot N_{TOTAL} = 1 \times 10^{5}$ Frequência nos filtros de entrada e saída (Hz)

$P_{módulo} := \frac{P_{out}}{N_{TOTAL}} = 3 \times 10^{3}$ Potência em cada módulo (W)

$I_{o_max} := \frac{P_{out}}{V_{out_min}} = 22.803$ Corrente máxima de saída (A)

$I_{o_min} := \frac{P_{out}}{V_{out_max}} = 16.429$ Corrente mínima de saída (A)

$I_{in_max} := \frac{P_{in}}{V_{in_min}} = 22.803$ Corrente máxima de entrada (A)

$I_{in_min} := \frac{P_{out}}{V_{in_max}} = 16.429$ Corrente mínima de entrada (A)

$R_{LBB} := 0.1$ Resistência dos indutores dos módulos (O)

$R_{LE} := 0.1$ Resistência do indutor de entrada (O)

$R_{LO} := 0.1$ Resistência do indutor de saída (O)

$\Delta I_{out\%} := \frac{2.5}{100}$ Porcentagem da ondulação da corrente de saída

$\Delta I_{in\%} := \frac{2.5}{100}$ Porcentagem da ondulação da corrente de entrada

$\Delta V_{out\%} := \frac{1}{100}$ Porcentagem da ondulação da tensão de saída

$\Delta V_{in\%} := \frac{1}{100}$ Porcentagem da ondulação da tensão de entrada

$resolução := 10^{-3}$

$D := 0, resolução .. 1$

Projeto do Conversor no Modo Buck

$I_{in_buck} := I_{in_min} = 16.429$ Corrente máxima de entrada no modo buck (A)

$V_{in_max_buck} := V_{in_max} = 730.4$ Tensão máxima de entrada no modo buck (A)

$V_{out_min_buck} := V_{out_min} = 526.25$ Tensão mínima de saída no modo buck (A)

$D_{min_buck} := \frac{V_{out_min_buck}}{V_{in_max_buck}} = 0.72$ Razão cíclica mínima do modo buck

$D_{max_buck} := 1$ Razão cíclica máxima do modo buck

Cálculo das correntes modo Buck:

$I_{out_buck} := \frac{I_{in_buck}}{D_{min_buck}} = 22.803$ Corrente média de saída modo buck (A)

$I_{Lbb_buck} := \frac{I_{out_buck}}{N_{TOTAL}} = 5.701$ Corrente média nos indutores dos módulos modo buck (A)

$\Delta I_{out_max_buck} := I_{out_buck} \cdot \Delta I_{out\%} = 0.57$ Ondulação da corrente de saída modo buck (A)

$I_{out_max_buck} := I_{out_buck} + \frac{\Delta I_{out_max_buck}}{2} = 23.088$ Pico máximo da corrente de saída (A)

$I_{out_min_buck} := I_{out_buck} - \frac{\Delta I_{out_max_buck}}{2} = 22.518$ Pico mínimo da corrente de saída (A)

Função para determinar o maior número de interruptores em ON-STATE no intervalo de operação do conversor boost

```
funcao(ntotal, dboost) :=
    k ← 2
    N_OFF ← ntotal − 1
    N_ON ← 0
    ΔD ← 1 / ntotal
    D ← ΔD
    a ← (N_ON ; N_OFF)
    while D < dboost
        D ← k·ΔD
        k ← k + 1
        N_OFF ← N_OFF − 1
        N_ON ← N_ON + 1
        a ← (N_ON ; N_OFF)
    a
```

$N_{ON} := funcao(N_{TOTAL}, D_{min_buck})_0 = 2$

$N_{OFF} := funcao(N_{TOTAL}, D_{min_buck})_1 = 1$

$N_{on_buck} := N_{ON} = 2$ *Número de interruptores conduzindo todo intervalo de ?D*

$N_{off_buck} := N_{OFF} = 1$ *Número de interruptores bloqueados todo intervalo de ?D*

Cálculo do Indutor dos módulos interleaved:

$$A_1 := \left[\frac{1}{N_{TOTAL}}\cdot\left(N_{TOTAL}\cdot D_{min_buck} - N_{on_buck}\right)\left(\frac{N_{on_buck}+1}{D_{min_buck}} - \frac{N_{off_buck}}{1-D_{min_buck}}\right)\right]$$

$$L_{buck_mod} := A_1\cdot D_{min_buck}\cdot\left(1-D_{min_buck}\right)\frac{V_{in_max_buck}}{f_s\cdot\Delta I_{out_max_buck}} = 1.334\times 10^{-3}$$

Cálculo do capacitor de entrada:

$$A_2 := \frac{1}{N_{TOTAL}^{\ 2}}\cdot\left(-N_{on_buck} + N_{TOTAL}\cdot D_{min_buck}\right)\left(N_{on_buck} + 1 - N_{TOTAL}\cdot D_{min_buck}\right)$$

$$C_{E_buck_ond} := \frac{I_{out_buck}}{f_s\cdot\left(\Delta V_{in\%}\cdot V_{out_min_buck}\right)}\cdot A_2 = 1.128\times 10^{-6} \quad (F)$$

$\Delta V_{in_buck} := \Delta V_{in\%}\cdot V_{in_max_buck} = 7.304$

Cálculo do Indutor de entrada

$$A_3 := \frac{1}{N_{TOTAL}^3}\cdot\left[\left(-N_{on_buck} + N_{TOTAL}\cdot D_{min_buck}\right)\left(N_{on_buck} + 1 - N_{TOTAL}\cdot D_{min_buck}\right)\right]$$

$$L_{E_buck_ond} := \frac{4\cdot I_{out_buck}}{\pi^3\cdot f_s^2\cdot C_{E_buck_ond}\cdot\left(\Delta I_{in\%}\cdot I_{in_buck}\right)}\cdot A_3 = 1.653\times 10^{-5}$$

$$\Delta I_{in\%}\cdot I_{in_buck} = 0.411$$

Cálculo do resistor de saída

$$R_{o_buck} := \frac{V_{out_min_buck}}{I_{out_buck}} = 23.078 \quad (\Omega)$$

#Teste de Condução:

$$\Delta I_{L_max_buck} := D_{min_buck}\cdot\left(1 - D_{min_buck}\right)\frac{V_{in_max_buck}}{L_{buck_mod}\cdot f_s} = 4.412$$

Ondulação de corrente dos indutores dos módulos interleaved (A)

$$I_{L_max_buck} := I_{Lbb_buck} + \frac{\Delta I_{L_max_buck}}{2} = 7.907$$

Pico máximo da corrente dos indutores dos módulos (A)

$$I_{L_min_buck} := I_{Lbb_buck} - \frac{\Delta I_{L_max_buck}}{2} = 3.495$$

Pico mínimo da corrente dos indutores dos módulos (A)

$$Conducao1 := \begin{cases} \text{"CONTINUA"} & \text{if } I_{L_min_buck} > 0 \\ \text{"DESCONTINUA"} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$Conducao1 = \text{"CONTINUA"}$$

Projeto do Conversor no Modo Boost

$$I_{in_boost} := I_{in_max} = 22.803$$

Corrente máxima de entrada no modo boost (A)

$$V_{in_min_boost} := V_{in_min} = 526.25$$

Tensão mínima de entrada no modo boost (V)

$$V_{out_max_boost} := V_{out_max} = 730.4$$

Tensão máxima de saída no modo boost (V)

$$D_{max_boost} := \frac{V_{out_max} - V_{in_min_boost}}{V_{out_max}} = 0.28$$

Razão cíclcia máxima do modo boost

$$D_{min_boost} := 0$$

Razão cíclica mínima do modo boost

$I_{out_boost} := I_{in_boost} \cdot (1 - D_{max_boost}) = 16.429$ Corrente média de saída modo boost (A)

$I_{Lbb_boost} := \frac{I_{in_boost}}{N_{TOTAL}} = 5.701$ Corrente média nos indutores dos módulos modo boost (A)

$\Delta I_{out_max_boost} := I_{out_boost} \cdot \Delta I_{out\%} = 0.411$ Ondulação da corrente de saída (A)

$\Delta I_{in_max_boost} := I_{in_boost} \cdot \Delta I_{in\%} = 0.57$ Ondulação da corrente de entrada (A)

$\Delta V_{out_max_boost} := V_{out_max_boost} \cdot \Delta V_{out\%} = 7.304$ Ondulação da tensão de saída (V)

$I_{in_max_boost} := I_{in_boost} + \frac{\Delta I_{in_max_boost}}{2} = 23.088$ Pico máximo da corrente de entrada (A)

$I_{in_min_boost} := I_{in_boost} - \frac{\Delta I_{in_max_boost}}{2} = 22.518$ Pico mínimo da corrente de entrada (A)

Função para determinar o maior número de interruptores em ON-STATE no intervalo de operação do conversor boost

```
funcao1(ntotal, dboost) :=
    k ← 2
    N_OFF ← ntotal − 1
    N_ON ← 0
    ΔD ← 1 / ntotal
    D ← ΔD
    a ← (N_ON, N_OFF)
    while D < dboost
        D ← k·ΔD
        k ← k + 1
        N_OFF ← N_OFF − 1
        N_ON ← N_ON + 1
        a ← (N_ON, N_OFF)
    a
```

$N_{ON1} := funcao1(N_{TOTAL}, D_{max_boost})_0 = 1$

$N_{OFF1} := funcao1(N_{TOTAL}, D_{max_boost})_1 = 2$

$N_{on_boost} := N_{ON1} = 1$ *Número de interruptores conduzindo todo intervalo de ?D*

$N_{off_boost} := N_{OFF1} = 2$ *Número de interruptores bloqueados todo intervalo de ?D*

Cálculo do Indutor dos módulos interleaved:

$$B_1 := \frac{1}{N_{TOTAL}} \cdot \left(N_{TOTAL} \cdot D_{max_boost} - N_{on_boost}\right) \left(\frac{N_{on_boost} + 1}{D_{max_boost}} - \frac{N_{off_boost}}{1 - D_{max_boost}} \right)$$

$$L_{boost_mod} := B_1 \cdot D_{max_boost} \cdot \frac{V_{in_min_boost}}{\Delta I_{in_max_boost} \cdot f_s} = 1.334 \times 10^{-3} \quad (H)$$

Cálculo do capacitor de saída:

$$B_2 := \frac{-N_{on_boost} + N_{TOTAL} \cdot D_{max_boost}}{1 - D_{max_boost}} \cdot \left(N_{on_boost} + 1 - N_{TOTAL} \cdot D_{max_boost}\right)$$

$$C_{o_boost_ond} := B_2 \cdot \frac{1}{N_{TOTAL}^{2}} \cdot \frac{I_{out_boost}}{V_{out_min} \cdot \Delta V_{out\%} \cdot f_s} = 1.128 \times 10^{-6} \quad (F)$$

Cálculo do indutor de saída:

$$L_{o_boost1} := \frac{1}{C_{o_boost_ond} \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot N_{TOTAL} \cdot \frac{f_s}{5}\right)^2} = 56.161 \times 10^{-6} \quad (H)$$

Cálculo do resistor de saída:

$$R_{o_boost} := \frac{V_{out_max_boost}}{I_{out_boost}} = 44.457 \quad (\Omega)$$

#Teste de Condução:

$$\Delta I_{L_max_boost} := D_{max_boost} \cdot \frac{V_{in_min_boost}}{L_{boost_mod} \cdot f_s} = 4.412$$

Ondulação de corrente dos indutores dos módulos interleaved (A)

$$I_{L_max_boost} := I_{Lbb_boost} + \frac{\Delta I_{L_max_boost}}{2} = 7.907$$

Pico máximo da corrente dos indutores dos módulos (A)

$$I_{L_min_boost} := I_{Lbb_boost} - \frac{\Delta I_{L_max_boost}}{2} = 3.495$$

Pico mínimo da corrente dos indutores dos módulos (A)

$$Conducao2 := \begin{cases} \text{"CONTINUA"} & \text{if } I_{L_min_boost} > 0 \\ \text{"DESCONTINUA"} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$Conducao2 = \text{"CONTINUA"}$$

Esforços de Corrente e Tensão

Modo Buck

Correntes médias:

$$I_{S1_med_buck} := D_{min_buck} \cdot \frac{I_{out_buck}}{N_{TOTAL}} = 4.107$$ Corrente média em S1N modo buck (A)

$$I_{D1_med_buck} := \left(1 - D_{min_buck}\right) \frac{I_{out_buck}}{N_{TOTAL}} = 1.593$$ Corrente média em D1N modo buck (A)

$$I_{D2_med_buck} := I_{Lbb_buck} = 5.701$$ Corrente média em D2N modo buck (A)

Correntes eficazes:

$$I_{S1_ef_buck} := \sqrt{D_{min_buck}} \cdot \frac{I_{out_buck}}{N_{TOTAL}} = 4.839$$ Corrente eficaz em S1N modo buck (A)

$$I_{D1_ef_buck} := \sqrt{1 - D_{min_buck}} \cdot \frac{I_{out_buck}}{N_{TOTAL}} = 3.014$$

Corrente eficaz em D1N modo buck (A)

$$I_{L_ef_buck} := \sqrt{I_{S1_ef_buck}^{2} + I_{D1_ef_buck}^{2}} = 5.701$$ Corrente eficaz em ILBBN modo buck (A)

$$I_{D2_ef_buck} := I_{L_ef_buck} = 5.701$$ Corrente eficaz em D2N modo buck (A)

$$I_{cin_ef} := \sqrt{4 \cdot \left(I_{S1_ef_buck} - I_{S1_med_buck}\right)^{2}} = 1.463$$ Corrente eficaz em Cin (A)

Modo Boost

Correntes médias:

$$I_{S2_med_boost} := D_{max_boost} \cdot \frac{I_{in_boost}}{N_{TOTAL}} = 1.593$$ Corrente média em S2N modo boost (A)

$$I_{D2_med_boost} := \left(1 - D_{max_boost}\right) \frac{I_{in_boost}}{N_{TOTAL}} = 4.107$$ Corrente média em D2N modo boost (A)

$$I_{S1_med_boost} := I_{Lbb_boost} = 5.701$$ Corrente média em S1N modo boost (A)

Correntes eficazes:

$$I_{S2_ef_boost} := \sqrt{D_{max_boost}} \cdot \frac{I_{in_boost}}{N_{TOTAL}} = 3.014$$ Corrente eficaz em S2N modo boost (A)

$$I_{D2_ef_boost} := \sqrt{1 - D_{max_boost}} \cdot \frac{I_{in_boost}}{N_{TOTAL}} = 4.839$$ Corrente eficaz em D2N modo boost (A)

$$I_{L_ef_boost} := \sqrt{I_{S2_ef_boost}^{2} + I_{D2_ef_boost}^{2}} = 5.701$$ Corrente eficaz em ILBBN modo boost (A)

$$I_{S1_ef_boost} := I_{L_ef_boost} = 5.701$$ Corrente eficaz em S1N modo boost (A)

$$i_{co_ef} := \sqrt{4 \cdot \left(I_{S2_ef_boost} - I_{S2_med_boost}\right)^{2}} = 2.841$$ Corrente eficaz em Co (A)

APÊNDICE C – Perdas nos semicondutores e cálculo do dissipador térmico

Cálculo as perdas de comutação e condução

Interruptores S_1 e S_2 :

$I_{S1_med_} := 4.107\,A = 4.107\,A$

$I_{S1_ef_} := 5.701\,A = 5.701\,A$

$I_{S2_med_} := 1.593\,A = 1.593\,A$

$I_{S2_ef_} := 3.014\,A = 3.014\,A$

$f_{s_} := 25000\,Hz = 2.5 \times 10^{4}\,\frac{1}{s}$

Interruptor S1 -> IXYH16N170C

Perdas de condução:

$V_{CE_S1} := 4\,V$

$\Delta V_{CE_S1} := 1\,V$

$\Delta I_{C_S1} := 12.3\,A$

$r_{C_S1} := \frac{\Delta V_{CE_S1}}{\Delta I_{C_S1}} = 0.081\,\Omega$

$P_{cond_S1} := V_{CE_S1} \cdot I_{S1_med_} + r_{C_S1} \cdot I_{S1_ef_}^{2} = 19.07\,W$

As perdas de condução do diodo do interruptor são consideradas nulas, pois o IGBT irá operar de forma unidirecional

Perdas de comutação:

$V_{CE_max_S1} := 800\,V$

$t_{d_on_S1} := 15 \cdot 10^{-9}\,s$

$t_{r_S1} := 20 \cdot 10^{-9}\,s$

$t_{d_off_S1} := 175 \cdot 10^{-9}\,s$

$t_{f_S1} := 140 \cdot 10^{-9}\,s$

$t_{on_S1} := t_{d_on_S1} + t_{r_S1} = 3.5 \times 10^{-8}\,s$

$t_{off_S1} := t_{d_off_S1} + t_{f_S1} = 3.15 \times 10^{-7}\,s$

$$P_{com_S1} := \frac{f_s}{2}\left(t_{on_S1} + t_{off_S1}\right) I_{S1_ef_} \cdot V_{CE_max_S1} = 19.954W$$

Perdas de comutação:

$$P_{total_S1} := P_{com_S1} + P_{cond_S1} = 39.024W$$

Interruptor S2 -> IXYH10N170C

Perdas de condução:

$$V_{CE_S2} := 3 \cdot V$$

$$\Delta V_{CE_S2} := 1 \cdot V$$

$$\Delta I_{C_S2} := 4.5 \cdot A$$

$$r_{C_S2} := \frac{\Delta V_{CE_S2}}{\Delta I_{C_S2}} = 0.222\Omega$$

$$P_{cond_S2} := V_{CE_S2} \cdot I_{S2_med_} + r_{C_S2} \cdot I_{S2_ef_}^{2} = 6.798W$$

As perdas de condução do diodo do interruptor são consideradas nulas, pois o IGBT irá operar de forma unidirecional

Perdas de comutação:

$$V_{CE_max_S2} := 800V$$

$$t_{d_on_S2} := 15 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{r_S2} := 6 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{d_off_S2} := 166 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{f_S2} := 94 \cdot 10^{-9} s$$

$$t_{on_S2} := t_{d_on_S2} + t_{r_S2} = 2.1 \times 10^{-8} s$$

$$t_{off_S2} := t_{d_off_S2} + t_{f_S2} = 2.6 \times 10^{-7} s$$

$$P_{com_S2} := \frac{f_s}{2}\left(t_{on_S2} + t_{off_S2}\right) I_{S2_ef_} \cdot V_{CE_max_S2} = 8.469W$$

Perdas de comutação:

$$P_{total_S2} := P_{com_S2} + P_{cond_S2} = 15.267W$$

Diodos D_1 e D_2 :

$I_{D1_med_} := 1.593 \cdot A = 1.593A$

$I_{D1_ef_} := 3.014 \cdot A = 3.014A$

$I_{D2_med_} := 5.701 \cdot A = 5.701A$

$I_{D2_ef_} := 5.701 \cdot A = 5.701A$

Diodo D1 -> GP2D010A120A - *GlobalPower*

$r_{D1} := 0.15 \cdot \Omega$ Resistência de condução

$V_{to_D1} := 0.75 \cdot V$ Tensão Limiar de condução

$V_{rev_D1} := 1200\,V$ Máxima tensão de recuperação reversa

$I_{rev_D1} := 10 \cdot A$ Máxima corrente de recuperação reversa

$Q_{c_D1} := 43 \cdot 10^{-9} \cdot C$ Carga capacitiva total

$d_{if_dt_D1} := \frac{200}{10^{-6}} \cdot \frac{A}{s}$ Derivada do tempo de comutação em função da corrente

$t_{rr_D1} := \sqrt{\frac{Q_{c_D1} \cdot 3}{d_{if_dt_D1}}} = 2.54 \times 10^{-8}\,s$

Perda condução:

$P_{D1_cond} := V_{to_D1} \cdot I_{D1_med_} + r_{D1} \cdot I_{D1_ef_}^{2} = 2.557W$

Perda comutação:

$P_{D1_com} := \frac{1}{2} \cdot V_{rev_D1} \cdot I_{rev_D1} \cdot f_{s_} \cdot t_{rr_D1} = 3.81W$

$P_{total_D1} := P_{D1_cond} + P_{D1_com} = 6.367W$

Diodo D2 -> GDP15S120A - GlobalPower

$r_{D2} := 0.1 \cdot \Omega$ Resistência de condução

$V_{to_D2} := 0.74\,V$ Tensão Limiar de condução

$V_{rev_D2} := 1200\,V$ Máxima tensão de recuperação reversa

$I_{rev_D2} := 15 \cdot A$ Máxima corrente de recuperação reversa

$Q_{c_D2} := 52 \cdot 10^{-9} \cdot C$ Carga capacitiva total

$d_{if_dt_D2} := \frac{200}{10^{-6}} \cdot \frac{A}{s}$ Derivada do tempo de comutação em função da corrente

$t_{rr_D2} := \sqrt{\frac{Q_{c_D2} \cdot 3}{d_{if_dt_D2}}} = 2.793 \times 10^{-8}\,s$

Perda condução:

$P_{D2_cond} := V_{to_D2} \cdot I_{D2_med_} + r_{D2} \cdot I_{D2_ef_}^{2} = 7.469W$

Perda comutação:

$P_{D2_com} := \frac{1}{2} \cdot V_{rev_D2} \cdot I_{rev_D2} \cdot f_{s_} \cdot t_{rr_D2} = 6.284W$

$P_{total_D2} := P_{D2_cond} + P_{D2_com} = 13.753W$

APÊNDICE D – Projeto dos controladores das correntes e da tensão

Especificações

$V_{IN} := 730.4$ Tensão de entrada modo buck

$V_O := 526.25$ Tensão de saída modo buck

$R_{LBB} := 0.1$ $R_{LO} := 0.1$ $R_{LIN} := 0.1$ Resistências dos indutores

$D := 0.72$ Razão cíclica modo buck

$L_{IN} := 16.529 \times 10^{-6}$ Indutância de entrada

$L_{BB} := 1.334 \times 10^{-3}$ Indutância dos módulos

$L_O := 56.161 \times 10^{-6}$ Indutância de saída

$C_{IN} := 1.128 \times 10^{-6}$ Capacitância de entrada

$C_O := 1.128 \times 10^{-6}$ Capacitância de saída

$R_O := 23.078$ Resistência de saída modo buck

$f_s := 25000$ Frequência de comutação

$j := \sqrt{-1}$

Filtro Sallen-Key

$R_d := 150$

$R_{f1} := 1000$

$R_{f2} := R_{f1}$

$C_{f1} := 10 \cdot 10^{-9}$

$C_{f2} := C_{f1}$

$s := s$

$$H_{sk_id}(\omega) := \frac{\frac{1}{R_{f1} \cdot R_{f2} \cdot C_{f1} \cdot C_{f1}}}{(j \cdot \omega)^2 + \frac{1}{C_{f1}} \cdot \left(\frac{1}{R_{f1}} + \frac{1}{R_{f2}} \right) \cdot (j \cdot \omega) + \frac{1}{R_{f1} \cdot R_{f2} \cdot C_{f1} \cdot C_{f1}}}$$

$$H_{sk_id2}(s) := \frac{\frac{1}{R_{f1}\cdot R_{f2}\cdot C_{f1}\cdot C_{f1}}}{(s)^2 + \frac{1}{C_{f1}}\cdot\left(\frac{1}{R_{f1}} + \frac{1}{R_{f2}}\right)\cdot(s) + \frac{1}{R_{f1}\cdot R_{f2}\cdot C_{f1}\cdot C_{f1}}} \rightarrow \frac{10000000000}{s^2 + 200000s + 10000000000}$$

$$f_{corte_sk} := \frac{1}{2\cdot\pi\cdot\sqrt{R_{f1}\cdot R_{f2}\cdot C_{f1}\cdot C_{f2}}} = 15.915\times 10^{3}$$ Frequência do filtro Sallen-key

Aproximação de Padé

$f_a := 50000$ Frequência de amostragem

$$T_a := \frac{1}{f_a} = 2\times 10^{-5}$$ Tempo de amostragem

$$H_{amost}(\omega) := \frac{2 - 1.5\cdot T_a\cdot(j\cdot\omega)}{2 + 1.5\cdot T_a\cdot(j\cdot\omega)}$$

$$H_{amost2}(s) := \frac{2 - 1.5\cdot T_a\cdot(s)}{2 + 1.5\cdot T_a\cdot(s)} \rightarrow \frac{-0.00003s + 2}{0.00003s + 2}$$

Projeto do controlador da corrente de entrada

$$A_1(\omega) := \frac{(j\cdot\omega)\cdot L_O + R_{LO} + R_O}{(j\cdot\omega)^2\cdot C_O\cdot L_O + (j\cdot\omega)\cdot C_O\cdot(R_{LO} + R_O) + 1}$$

$$B_1(\omega) := (j\cdot\omega)^2\cdot C_{IN}\cdot L_{IN} + (j\cdot\omega)\cdot C_{IN}\cdot R_{LIN} + 1$$

$$C_1(\omega) := \left[(j\cdot\omega)\cdot L_{BB} + R_{LBB} + A_1(\omega)\right]\cdot(V_{IN}\cdot D)$$

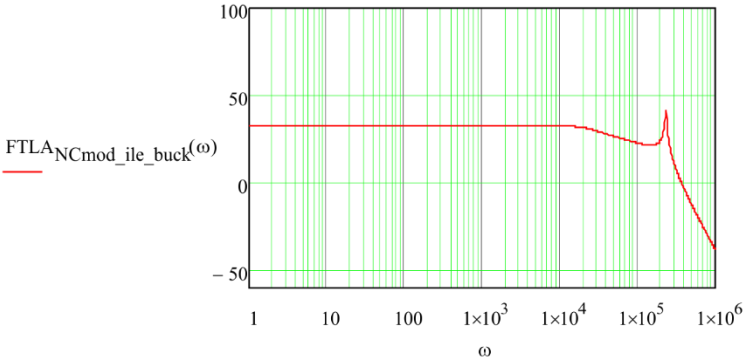
$$D_1(\omega) := \left[\frac{\left[(j\cdot\omega)\cdot L_{IN} + R_{LIN}\right]\cdot D^2}{B_1(\omega)} + (j\cdot\omega)\cdot L_{BB} + R_{LBB} + A_1(\omega)\right]$$

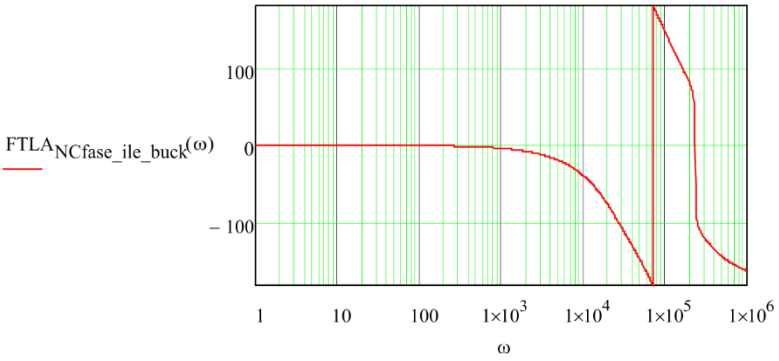
$$Gi_{lin}(\omega) := \frac{V_{IN}\cdot D\cdot(R_{LBB} + R_{LO} + R_O) + C_1(\omega)}{\left(R_{LIN}\cdot D^2 + R_{LBB} + R_{LO} + R_O\right)\cdot\left(B_1(\omega)\cdot D_1(\omega)\right)}$$

$$FTLA_{NC_ile_buck}(\omega) := Gi_{lin}(\omega)\cdot H_{sk_id}(\omega)\cdot H_{amost}(\omega)$$

$$FTLA_{NCmod_ile_buck}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|FTLA_{NC_ile_buck}(\omega)\right|\right)$$

$$FTLA_{NCfase_ile_buck}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg\left(FTLA_{NC_ile_buck}(\omega)\right)$$





$$M_{fle} := \frac{\pi}{180}\cdot 60$$

$$\omega_{cle} := \frac{f_s}{15}\cdot 2\cdot\pi = 1.047\times 10^{4} \qquad \frac{f_s}{15} = 1.667\times 10^{3}$$

$$\omega_{zle} := \frac{\omega_{cle}}{\tan\left(M_{fle} - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTLA_{NC_ile_buck}(\omega_{cle})\right)\right)} = 55.922\times 10^{3}$$

$$\tau_{le} := \frac{1}{\omega_{zle}} = 17.882\times 10^{-6}$$

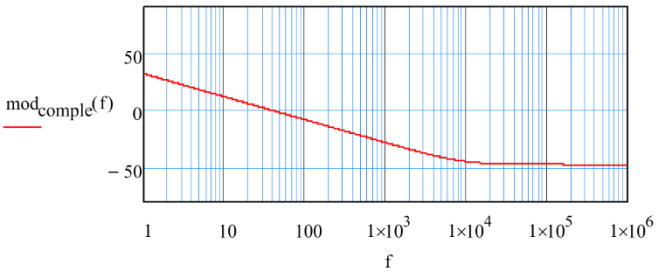
$$k_{cle} := \frac{\omega_{cle}}{\sqrt{\omega_{zle}^{2} + \omega_{cle}^{2}}\cdot\left|FTLA_{NC_ile_buck}(\omega_{cle})\right|} = 0.00422953$$

$$Comple(\omega) := \frac{k_{cle}\cdot\left(j\cdot\omega + \omega_{zle}\right)}{j\cdot\omega}$$

$$Comp_grafle(f) := \frac{k_{cle}\cdot\left(j\cdot 2\cdot\pi\cdot f + \omega_{zle}\right)}{j\cdot(2\cdot\pi\cdot f)}$$

$$mod_{comple}(f) := 20\cdot\log\left(\left|Comp_grafle(f)\right|\right)$$

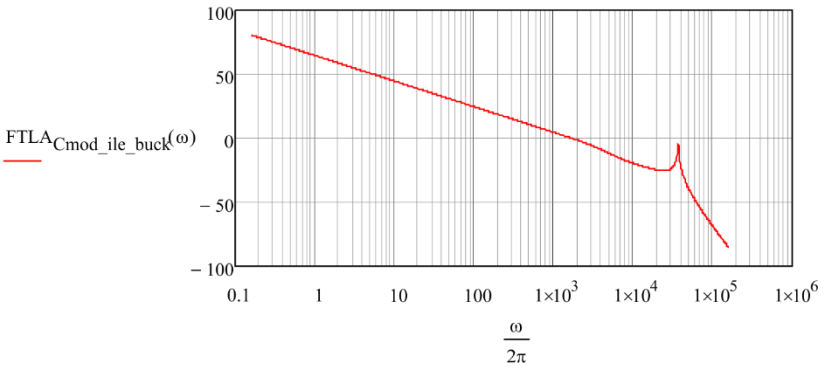
$$fase_{comple}(f) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg(Comp_grafle(f))$$

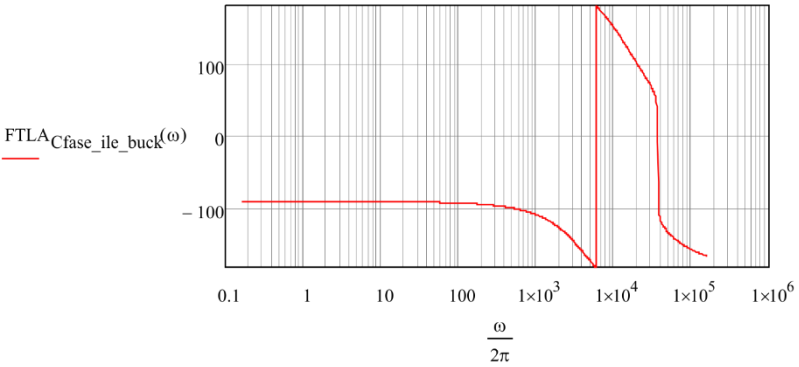


$$FTLA_{C_ile_buck}(\omega) := Comple(\omega)\cdot FTLA_{NC_ile_buck}(\omega)$$

$$FTLA_{Cmod_ile_buck}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|FTLA_{C_ile_buck}(\omega)\right|\right)$$

$$FTLA_{Cfase_ile_buck}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg\left(FTLA_{C_ile_buck}(\omega)\right)$$





Projeto do controlador da corrente de saída dos módulos

$$A_2(\omega) := (j\cdot\omega)^2\cdot C_{IN}\cdot L_{IN} + (j\cdot\omega)\cdot C_{IN}\cdot R_{LIN} + 1$$

$$B_2(\omega) := R_{LIN}\cdot D^2 + R_{LBB} + R_{LO} + R_O$$

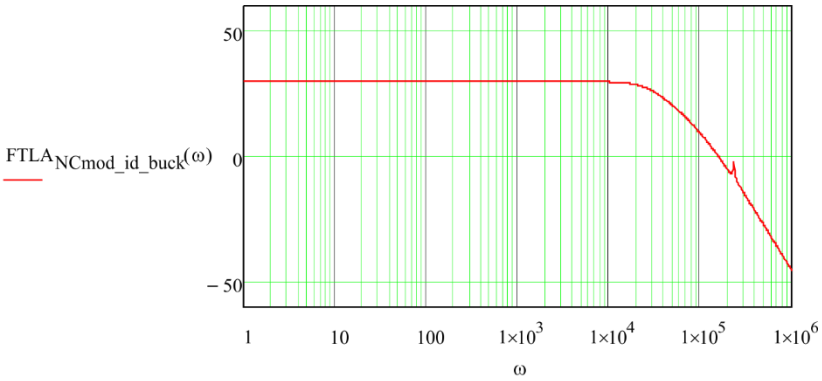
$$C_2(\omega) := \frac{(j\cdot\omega)\cdot L_O + R_{LO} + R_O}{(j\cdot\omega)^2\cdot C_O\cdot L_O + (j\cdot\omega)\cdot C_O\cdot\left(R_{LO} + R_O\right) + 1}$$

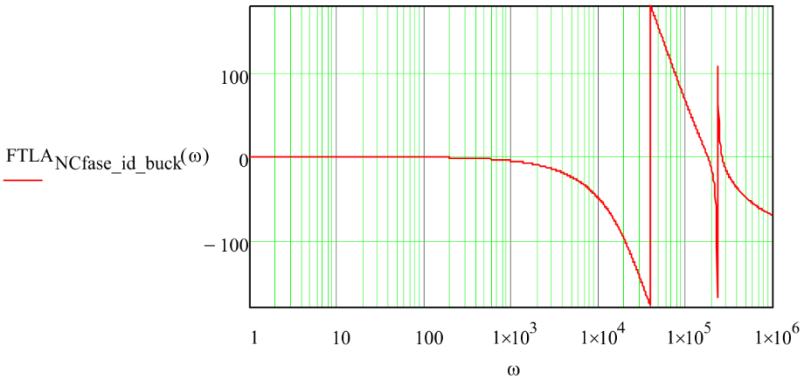
$$Gi_{d2}(\omega) := \frac{\frac{V_{IN}\cdot\left(R_{LBB} + R_{LO} + R_O\right)}{B_2(\omega)} - \frac{V_{IN}\cdot D^2\cdot\left[(j\cdot\omega)\cdot L_{IN} + R_{LIN}\right]}{B_2(\omega)\cdot A_2(\omega)}}{\left[\frac{\left[(j\cdot\omega)\cdot L_{IN} + R_{LIN}\right]\cdot D^2}{A_2(\omega)}\right] + (j\cdot\omega)\cdot L_{BB} + R_{LBB} + C_2(\omega)}$$

$$FTLA_{NC_id_buck}(\omega) := Gi_{d2}(\omega)\cdot H_{sk_id}(\omega)\cdot H_{amost}(\omega)$$

$$FTLA_{NCmod_id_buck}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|FTLA_{NC_id_buck}(\omega)\right|\right)$$

$$FTLA_{NCfase_id_buck}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg\left(FTLA_{NC_id_buck}(\omega)\right)$$





$$M_{fd} := \frac{\pi}{180} \cdot 60$$

$$\omega_{cd} := \frac{f_s}{10} \cdot 2 \cdot \pi = 1.571 \times 10^4 \qquad \frac{f_s}{10} = 2.5 \times 10^3$$

$$\omega_{zd} := \frac{\omega_{cd}}{\tan\left(M_{fd} - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTLA_{NC_id_buck}(\omega_{cd})\right)\right)} = 14.139 \times 10^3$$

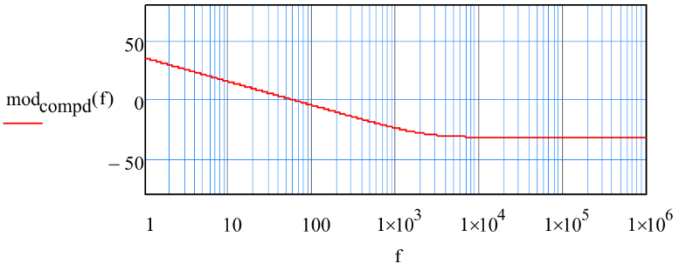
$$\tau_d := \frac{1}{\omega_{zd}} = 70.726 \times 10^{-6}$$

$$k_{cd} := \frac{\omega_{cd}}{\sqrt{\omega_{zd}^2 + \omega_{cd}^2} \cdot \left|FTLA_{NC_id_buck}(\omega_{cd})\right|} = 0.0257229572$$

$$Compd(\omega) := \frac{k_{cd}\cdot(j\cdot\omega + \omega_{zd})}{j\cdot\omega}$$

$$Comp_grafd(f) := \frac{k_{cd}\cdot(j\cdot 2\cdot\pi\cdot f + \omega_{zd})}{j\cdot(2\cdot\pi\cdot f)}$$

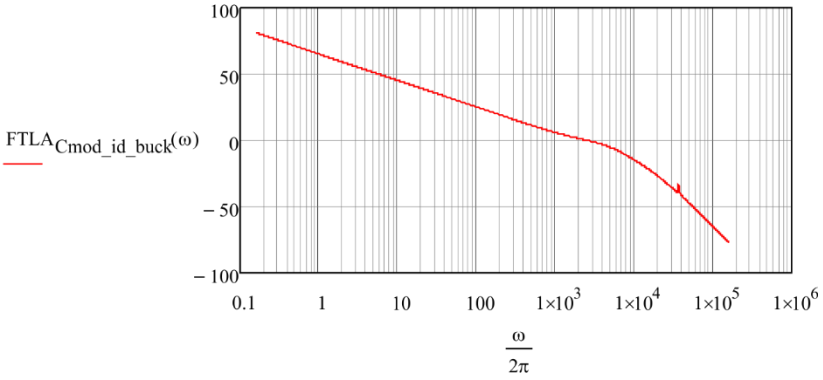
$$mod_{compd}(f) := 20\cdot\log(|Comp_grafd(f)|)$$

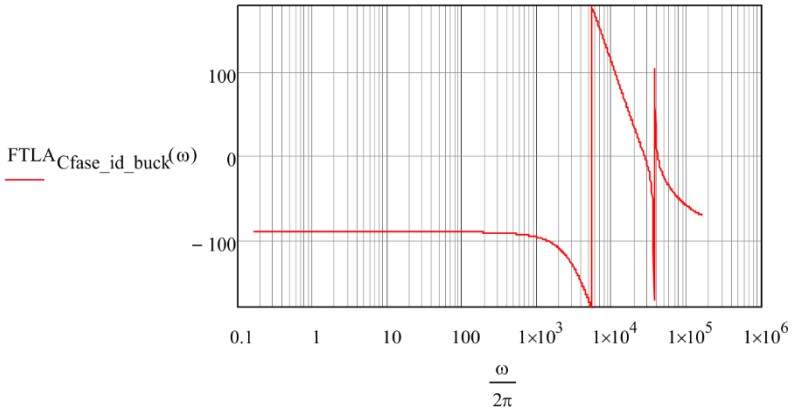


$$FTLA_{C_id_buck}(\omega) := Compd(\omega)\cdot FTLA_{NC_id_buck}(\omega)$$

$$FTLA_{Cmod_id_buck}(\omega) := 20\cdot\log(|FTLA_{C_id_buck}(\omega)|)$$

$$FTLA_{Cfase_id_buck}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg(FTLA_{C_id_buck}(\omega))$$





Projeto do controlador da tensão de saída

$$A_3(\omega) := (j\cdot\omega)^2\cdot C_{IN}\cdot L_{IN} + (j\cdot\omega)\cdot C_{IN}\cdot R_{LIN} + 1$$

$$B_3(\omega) := R_{LIN}\cdot D^2 + R_{LBB} + R_{LO} + R_O$$

$$C_3(\omega) := \frac{(j\cdot\omega)\cdot L_O + R_{LO} + R_O}{(j\cdot\omega)^2\cdot C_O\cdot L_O + (j\cdot\omega)\cdot C_O\cdot(R_{LO} + R_O) + 1}$$

$$D_3(\omega) := \left[\frac{V_{IN}\cdot(R_{LBB} + R_{LO} + R_O)}{B_3(\omega)} - \frac{V_{IN}\cdot D^2\cdot[(j\cdot\omega)\cdot L_{IN} + R_{LIN}]}{B_3(\omega)\cdot A_3(\omega)}\right]$$

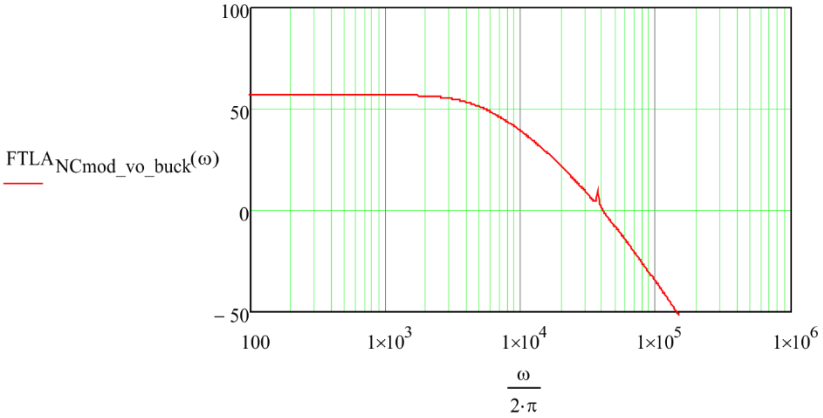
$$E_3(\omega) := \left[\left[\frac{[(j\cdot\omega)\cdot L_{IN} + R_{LIN}]\cdot D^2}{A_3(\omega)}\right] + (j\cdot\omega)\cdot L_{BB} + R_{LBB} + C_3(\omega)\right]$$

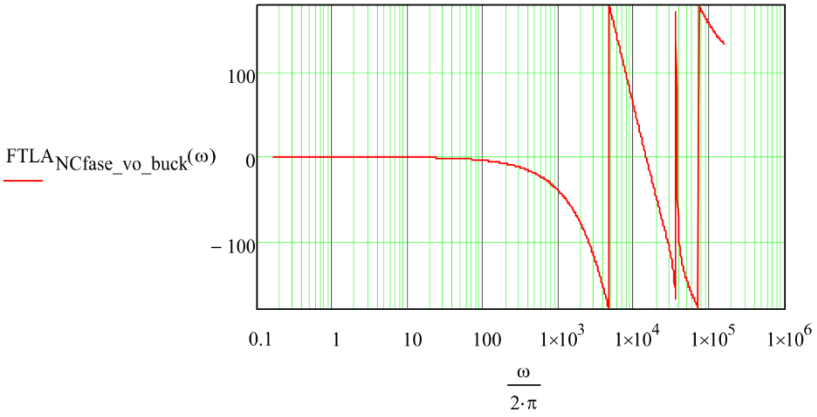
$$G_{vo}(\omega) := \frac{R_O\cdot D_3(\omega)}{\left[(j\cdot\omega)^2\cdot C_O\cdot L_O + (j\cdot\omega)\cdot C_O\cdot(R_{LO} + R_O) + 1\right]\cdot E_3(\omega)}$$

$$FTLA_{NC_vo_buck}(\omega) := G_{vo}(\omega)\cdot H_{sk_id}(\omega)\cdot H_{amost}(\omega)$$

$$FTLA_{NCmod_vo_buck}(\omega) := 20\cdot\log\left(\left|FTLA_{NC_vo_buck}(\omega)\right|\right)$$

$$FTLA_{NCfase_vo_buck}(\omega) := \frac{180}{\pi}\cdot\arg\left(FTLA_{NC_vo_buck}(\omega)\right)$$





$$M_{fvo} := \frac{\pi}{180}\cdot 60$$

$$\omega_{cvo} := \frac{f_s}{10}\cdot 2\cdot\pi = 1.571\times 10^{4}$$

$$\omega_{zvo} := \frac{\omega_{cvo}}{\tan\left(M_{fvo} - \frac{\pi}{2} - \arg\left(FTLA_{NC_vo_buck}\left(\omega_{cvo}\right)\right)\right)} = 5.515\times 10^{3}$$

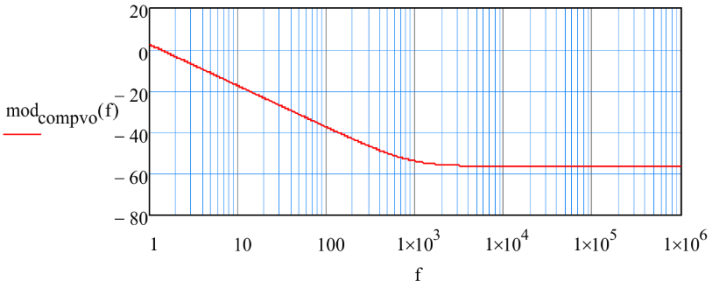
$$\tau_{vo} := \frac{1}{\omega_{zvo}} = 181.334\times 10^{-6}$$

$$k_{cvo} := \frac{\omega_{cvo}}{\sqrt{\omega_{zvo}^{2} + \omega_{cvo}^{2}} \cdot \left|FTLA_{NC_vo_buck}(\omega_{cvo})\right|} = 1.509 \times 10^{-3}$$

$$Compvo(\omega) := \frac{k_{cvo} \cdot (j \cdot \omega + \omega_{zvo})}{j \cdot \omega}$$

$$Comp_grafvo(f) := \frac{k_{cvo} \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + \omega_{zvo})}{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)}$$

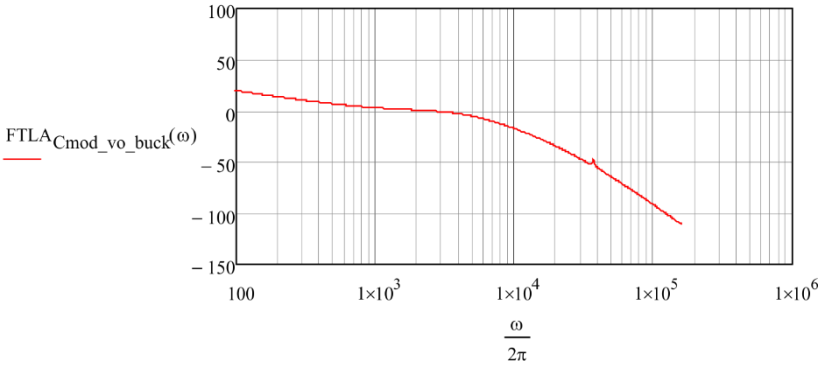
$$mod_{compvo}(f) := 20 \cdot \log\left(\left|Comp_grafvo(f)\right|\right)$$

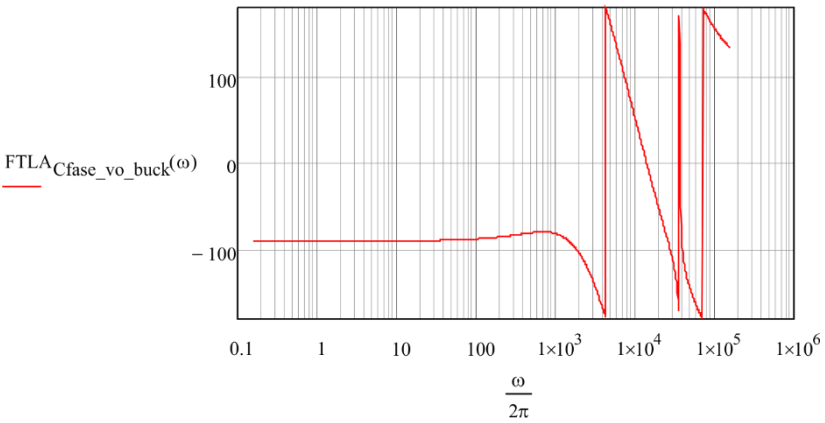


$$FTLA_{C_vo_buck}(\omega) := Compvo(\omega) \cdot FTLA_{NC_vo_buck}(\omega)$$

$$FTLA_{Cmod_vo_buck}(\omega) := 20 \cdot \log\left(\left|FTLA_{C_vo_buck}(\omega)\right|\right)$$

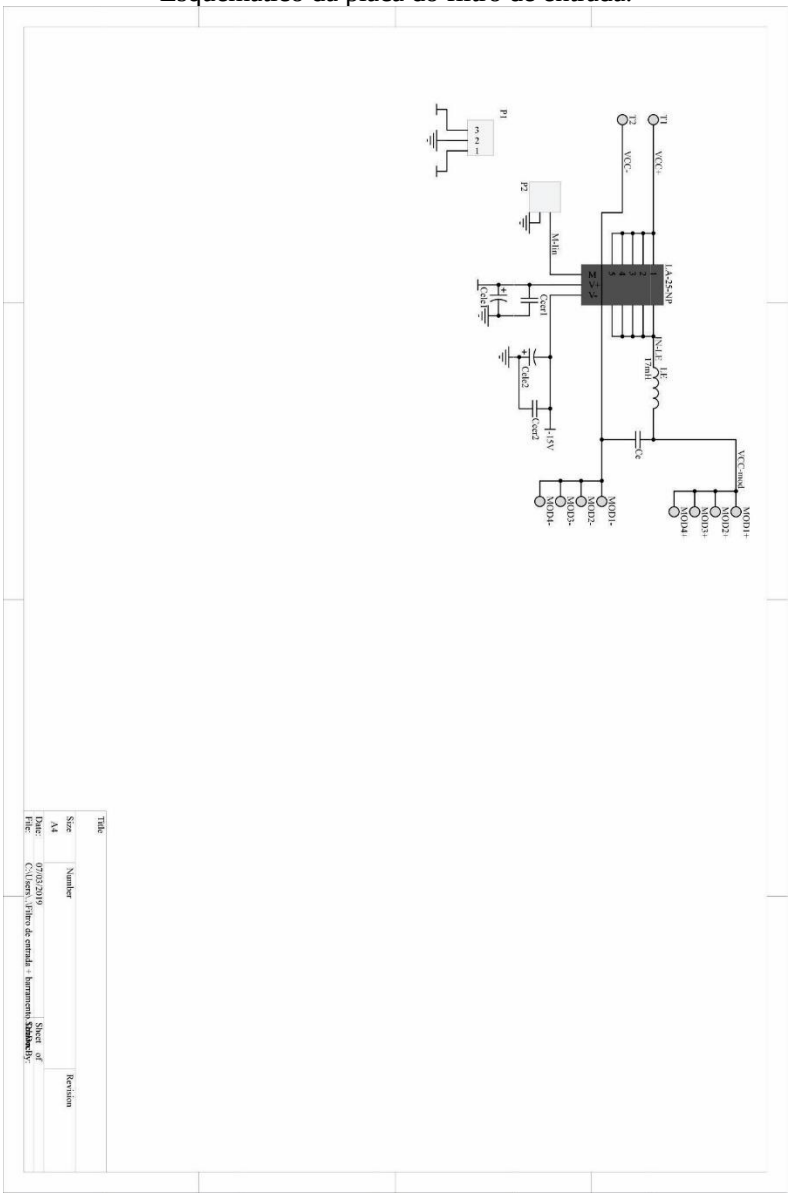
$$FTLA_{Cfase_vo_buck}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left(FTLA_{C_vo_buck}(\omega)\right)$$



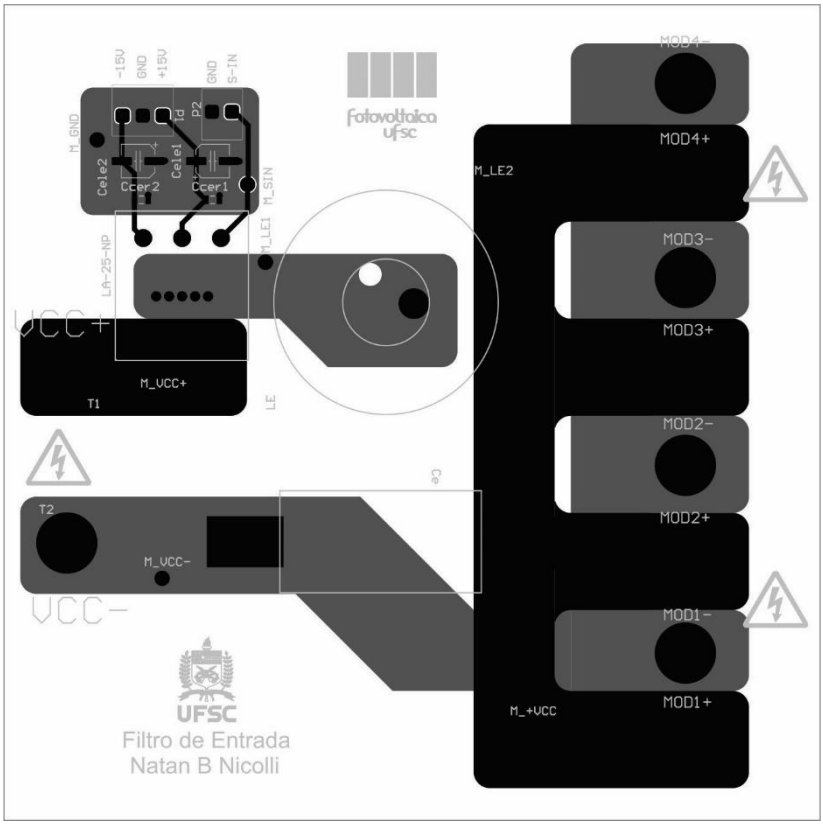

FTLA Cfase_vo_buck(ω)
100
0
− 100
0.1
1
10
100
1×10^3
1×10^4
1×10^5
1×10^6
ω
2π

APÊNDICE E – Layout das placas

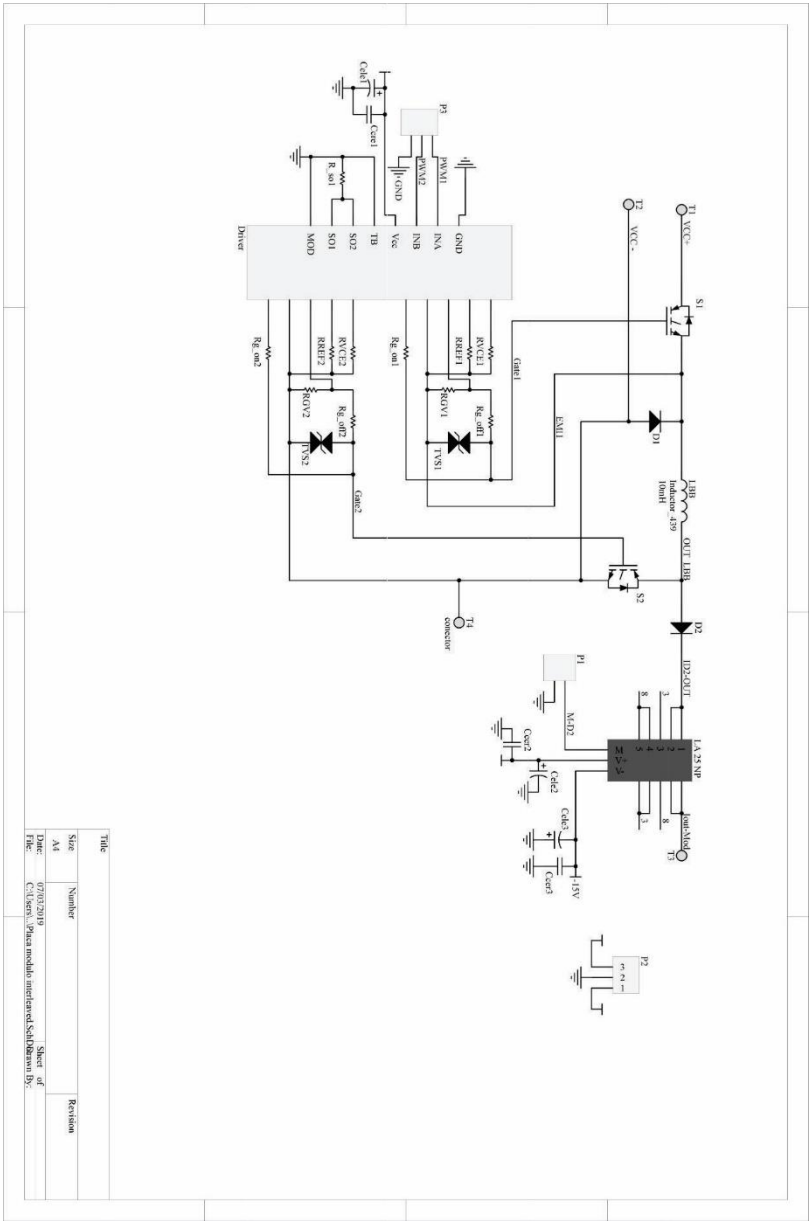
Esquemático da placa do filtro de entrada.



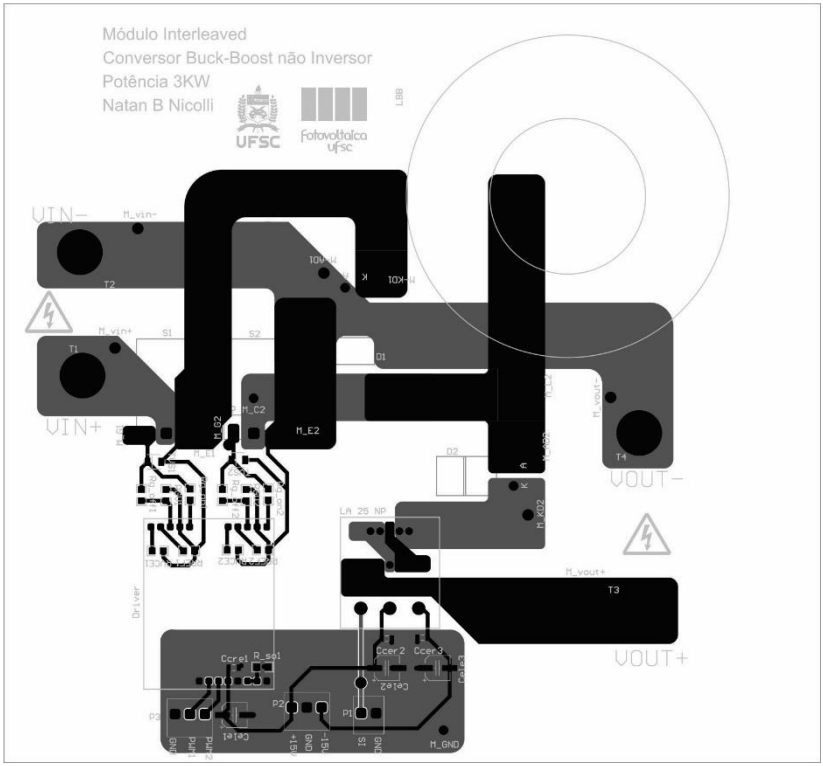
PCB da placa do filtro de entrada.



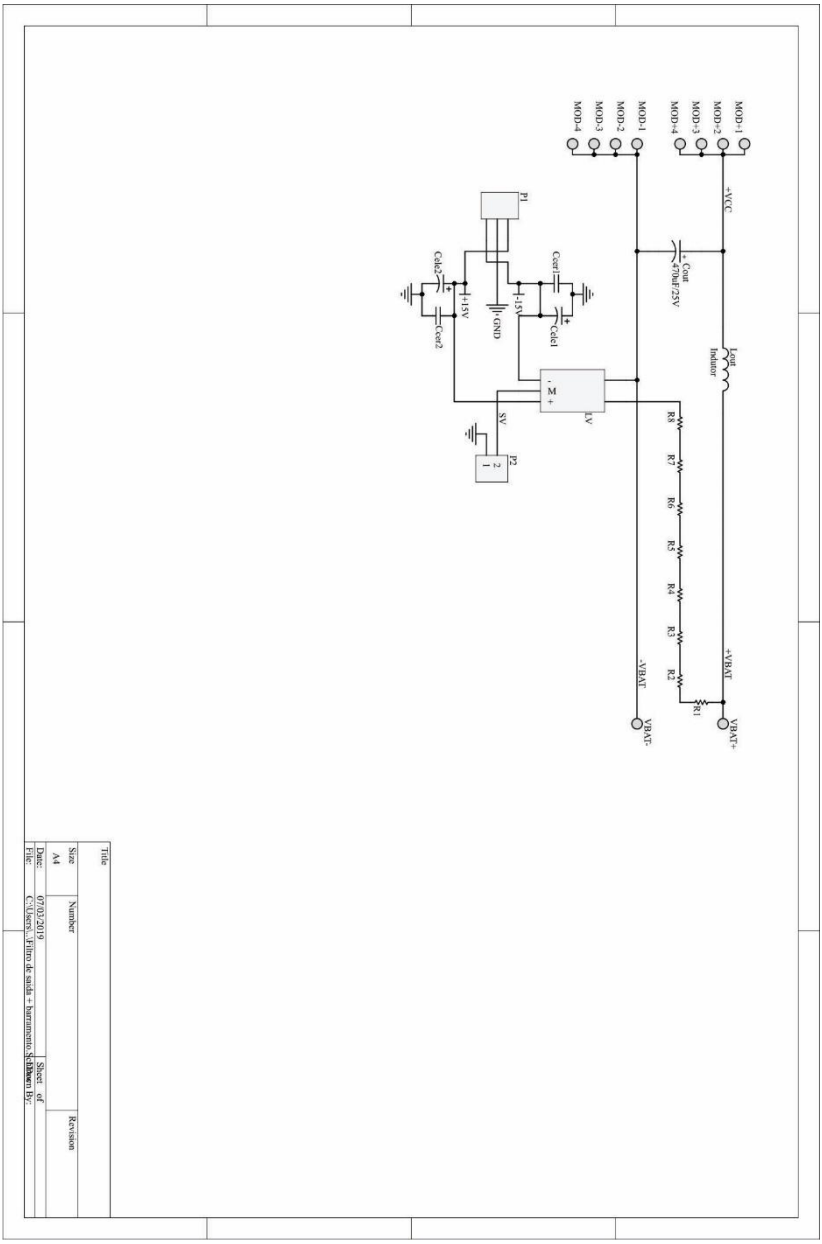
Esquemático da placa de um módulo do conversor buck-boost não-inversor *interleaved*.



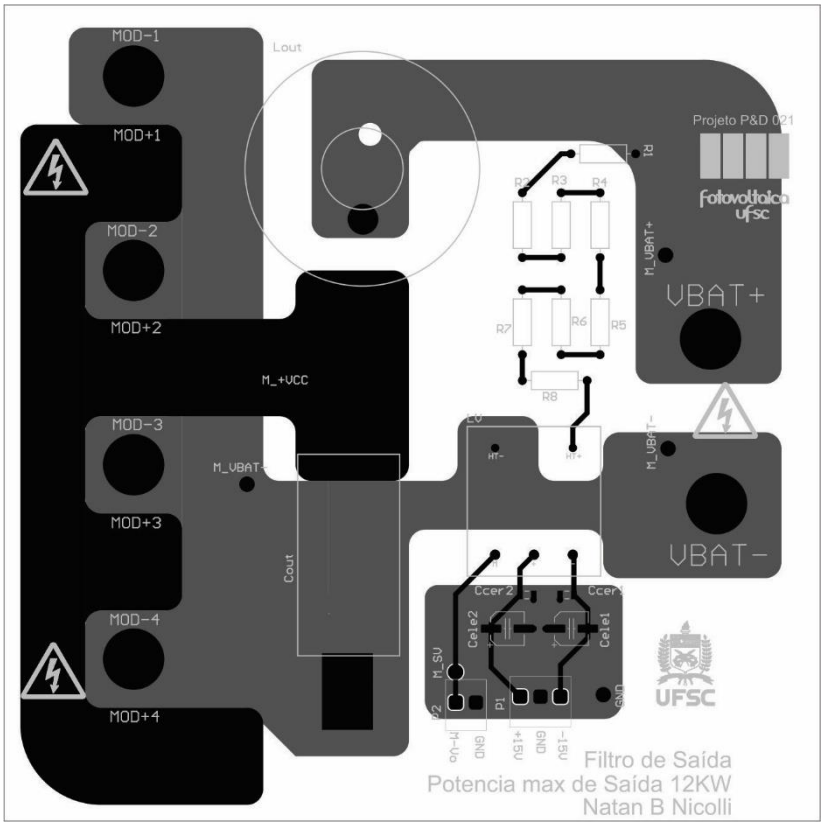
PCB da placa de um módulo do conversor buck-boost não-inversor *interleaved*.



Esquemático da placa do filtro de saída.



PCB da placa do filtro de entrada.



APÊNDICE F – Lista de componentes

Componente	Quant.	Modelo	Descrição
Capacitor filtro	2	B32656S0125K563	1000 V - 1,2 uF
Indutor filtro entrada	1	-	16,5 uH
Indutor filtro saída	1	-	56,17 uH
Indutor módulos	4	-	1,33 mH
IGBT S_{1N}	4	IXYH16N170C	1700 V - 16 A
IGBT S_{2N}	4	IXYH10N170C	1700 V - 10 A
Diodo D_{1N}	4	GP2D010A120A	1200 V - 10 A
Diodo D_{2N}	4	SCS215KGC	1200 V - 15 A
Sensor de corrente	5	LA25NP	25 A - Saída em corrente 0 a 25 mA
Sensor de tensão	1	LV25P-SP5	1500 V - Saída em corrente 0 a 25mA
Resistor sensor de tensão	8	-	10 kΩ - 2W
Gate driver	4	Concept 2SC0108T	Isolado - 1700V
Resistor R_so	4	-	56 kΩ - 1/10W
Resistor Rg_on	16	-	22 Ω - 1/10W
Resistor Rg_off	16	-	22 Ω - 1/10W
Resistor RGV	8	-	22 kΩ - 1/10W
Resistor RVCE	8	-	56 kΩ - 1/10W
Resistor RREF	8	-	68 kΩ - 1/10W
Diodo supressor – TVS	16	-	15 V