



UDESC

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

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ESTUDO, MODELAGEM E
CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC
BIDIRECIONAL NÃO-ISOLADO
BASEADO NA CÉLULA DE
COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

MARCIEL WENK

JOINVILLE, 2019

MARCIEL WENK

**ESTUDO, MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR
CC-CC BIDIRECIONAL NÃO-ISOLADO BASEADO NA
CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

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

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Joinville

2019

Wenk, Marciel

Estudo, modelagem e controle de conversor CC-CC bidirecional não-isolado baseado na célula de comutação de três estados / Marciel Wenk. - Joinville, 2019.
158 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2019.

1. Conversor CC-CC bidirecional. 2. Célula de comutação de três estados. 3. Modelagem matemática. 4. Espaço de estados. 5. Controle digital. I. Vidal Garcia Oliveira, Sérgio . II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título

Estudo, Modelagem e Controle de Conversor CC-CC Bidirecional Não-Isolado
Baseado na Célula de Comutação de Três Estados

por

Marciel Wenk

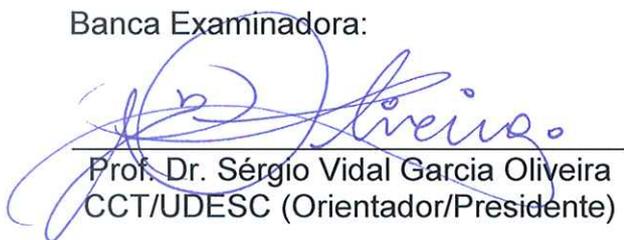
Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

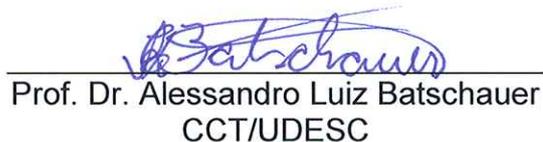
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em “Sistemas Eletroeletrônicos”
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:


Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UEDESC (Orientador/Presidente)


Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UEDESC


Prof. Dr. Roberto Coelho - UFSC

Joinville, SC, 28 de fevereiro de 2019.

Dedico este trabalho à minha esposa Roselaine Schulz Wenk que além de mãe, também fez o papel de pai de nossos filhos na minha ausência, me apoiando incondicionalmente, apesar de nossas inúmeras adversidades.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por permitir que eu pudesse concretizar este projeto pessoal, possibilitando minha plena qualificação para o exercício do magistério superior.

À minha amada esposa, por resistir firmemente na retaguarda nestes últimos anos, zelando pelo nosso maior patrimônio, nossos filhos Felipe e Vinicius.

Ao professor Sérgio Vidal Garcia Oliveira, por aceitar me orientar e acreditar no meu trabalho, mesmo sabendo das minhas dificuldades e limitações.

Aos colegas do nPEE: Robson Mayer, por possibilitar que seu protótipo fosse utilizado no desenvolvimento deste projeto, fornecendo todas as informações necessárias; Felipe Joel Zimann, por seus inúmeros conselhos e contribuições ao projeto; e Maicon Douglas Possamai, por sua solícita colaboração e suporte laboratorial.

Também não posso deixar de fazer menção aos demais professores e colegas do nPEE e PPGEEL da Universidade do Estado de Santa Catarina, que contribuíram direta ou indiretamente à minha formação, nas disciplinas cursadas e/ou no desenvolvimento deste projeto.

Ao colega de trabalho Norival Maske, por viabilizar minhas ausências da empresa para a realização deste projeto.

Ao programa UNIEDU/FUMDES Pós—Graduação, do Governo do Estado de Santa Catarina, pelo apoio financeiro.

A todos, muito obrigado.

Everybody is a genius. But if you judge a fish by its ability to climb a tree, it will live its whole life believing that it is stupid.

Albert Einstein

RESUMO

O presente trabalho compreende o estudo teórico, a modelagem matemática e o projeto de controle de um conversor CC–CC bidirecional em corrente, não–isolado, com indutores acoplados, baseado na célula de comutação de três estados. As topologias convencionais de conversores CC–CC bidirecionais, aplicadas a sistemas onde o fluxo de potência bidirecional é um requisito, são apresentadas. O conceito de conversor com indutores intercalados, indutores acoplados e da célula de comutação de três estados é explicitado. O estado da arte é abordado, evidenciando as pesquisas voltadas à eletromobilidade, mais especificamente às aplicadas em veículos elétricos. O funcionamento do conversor, operando como Buck e Boost, no modo de condução contínuo, é apresentado. O estudo detalhado das etapas de operação, para os intervalos de razão cíclica adotados, é investigado. Os esforços nos principais componentes são relatados e analisados qualitativamente. A modelagem matemática por espaço de estados é apresentada através da análise quantitativa das etapas de operação, visando a obtenção dos modelos matemáticos que representam o comportamento dinâmico do conversor, nos dois sentidos de operação. Para validar os modelos obtidos através da modelagem, o circuito do conversor operando como Buck e Boost é simulado em malha aberta, utilizando os parâmetros físicos do protótipo do conversor. Empregando técnicas clássicas de controle, o projeto dos compensadores digitais é desenvolvido pelo método da resposta em frequência, seguindo critérios pré-estabelecidos para alcançar as especificações do projeto, em cada modo de operação. A validação do desenvolvimento teórico, é realizada pela implementação do controle digital em um protótipo de 2 kW com tensão das portas padronizadas em 200 V no sentido Buck e 550 V no sentido Boost, com uma frequência de chaveamento de 20 kHz. O desempenho dos controladores em regime permanente e durante perturbações na referência e na carga é conferido, analisando a resposta dinâmica dos controladores experimentalmente, frente aos resultados de simulação.

Palavras-chave: Conversor CC–CC bidirecional. Não–isolado. Indutor acoplado. Célula de comutação de três estados. Modelagem matemática. Espaço de estados. Controle digital.

ABSTRACT

The present work comprises the theoretical study, mathematical modeling and control design of a non-isolated bidirectional DC-DC converter with coupled inductors, based on the three-state switching cell. Conventional topologies of bidirectional DC-DC converters applied in systems where the bidirectional power flow is a requirement are presented. The concept of converter with interleaved inductors, coupled inductors and the three-state switching cell is explicit. The state of the art is approached evidencing the studies focused on electromobility, more specifically those applied in electric vehicles. The operation of the converter as Buck and Boost operating in continuous conduction mode is presented. The detailed study of the steps of operation, for the duty cycle intervals adopted, is investigated. The stress of the principal components are reported and analyzed qualitatively. The mathematical modeling by state space is presented through the quantitative analysis of the steps of operation, aiming at obtaining the mathematical models that represent the dynamic behavior of the converter, in two directions of operation. To validate the models obtained through modeling, the converter operating as a Buck and a Boost modes is simulated in open loop, using the physical parameters of the converter prototype. Using classical control techniques, the design of the digital compensators is developed by the frequency response method, following pre-established standards to reach the project specificities in each mode of operation. The validation of the theoretical development is performed by the implementation of digital control in the 2 kW prototype with standardized port voltage at 200 V in the Buck direction and 550 V in the Boost direction, with a 20 kHz switching frequency. The performance of the controllers in steady state and during disturbances in the reference and in the load, is verified, analyzing the dynamic response of the controllers experimentally, against of the simulation results.

Keywords: DC-DC bidirectional converter. Non-isolated. Inductor coupled. Three-state switching cell. Mathematical modeling. State space. Digital control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conversor CC–CC bidirecional – visão geral	33
Figura 2 – Conversor CC–CC bidirecional em corrente	34
Figura 3 – Conversor CC–CC bidirecional Buck–boost	34
Figura 4 – Conversor CC–CC bidirecional ponte completa	35
Figura 5 – Conversor CC–CC bidirecional intercalado com duas fases	36
Figura 6 – Corrente de entrada I_1 e correntes nas fases I_{L1} , I_{L2}	36
Figura 7 – Conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutores acoplados	38
Figura 8 – Conversor CC–CC bidirecional com célula de comutação de três estados	39
Figura 9 – Microrrede CC	40
Figura 10 – Sistema de potência de um veículo elétrico	41
Figura 11 – Circuito de potência do conversor em estudo	43
Figura 12 – Razão cíclica no sentido Boost	44
Figura 13 – 1ª etapa de operação	45
Figura 14 – 2ª etapa de operação	45
Figura 15 – 3ª etapa de operação	46
Figura 16 – 4ª etapa de operação	46
Figura 17 – 5ª etapa de operação	47
Figura 18 – 6ª etapa de operação	47
Figura 19 – 7ª etapa de operação	48
Figura 20 – 8ª etapa de operação	48
Figura 21 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Boost	49
Figura 22 – Principais esforços nos componentes da operação como Boost	50
Figura 23 – Razão cíclica no sentido Buck	51
Figura 24 – 1ª etapa de operação	52
Figura 25 – 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas de operação	52
Figura 26 – 3ª etapa de operação	53
Figura 27 – 5ª etapa de operação	53
Figura 28 – 7ª etapa de operação	54
Figura 29 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Buck	55
Figura 30 – Principais esforços nos componentes da operação como Buck	56
Figura 31 – Linearização em torno de um ponto de operação	59
Figura 32 – Etapas de operação sentido Boost	61
Figura 33 – Circuito equivalente das etapas 1, 3, 5, e 7	62
Figura 34 – Circuito equivalente das etapas 2 e 6	63
Figura 35 – Circuito equivalente das etapas 4 e 8	66

Figura 36 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	72
Figura 37 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	73
Figura 38 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	73
Figura 39 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	74
Figura 40 – Etapas de operação no sentido Buck	76
Figura 41 – Circuito equivalente das etapas 1 e 5	77
Figura 42 – Circuito equivalente das etapas 2, 4, 6 e 8	79
Figura 43 – Circuito equivalente das etapas 3 e 7	81
Figura 44 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	86
Figura 45 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	86
Figura 46 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	87
Figura 47 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	88
Figura 48 – Diagrama em blocos do controle de tensão	89
Figura 49 – Diagrama em blocos do controle em cascata	90
Figura 50 – Diagrama em blocos do controle de corrente digital	91
Figura 51 – Procedimento para projeto dos controladores de corrente e tensão	92
Figura 52 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_i(w)$, do controlador $C_i(w)$ e da planta compensada $G_{iCOMP}(w)$	95
Figura 53 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_v(w)$, do controlador $C_v(w)$ e da planta compensada $G_{vCOMP}(w)$	97
Figura 54 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_{vod}(w)$, do controlador $C_{vod}(w)$ e da planta compensada $G_{vodCOMP}(w)$	99
Figura 55 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_i(w)$, do controlador $C_i(w)$ e da planta compensada $G_{iCOMP}(w)$	101
Figura 56 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_v(w)$, do controlador $C_v(w)$ e da planta compensada $G_{vCOMP}(w)$	102
Figura 57 – Imagem do protótipo montado no laboratório	103
Figura 58 – Rampa de inicialização no sentido Boost	105
Figura 59 – Correntes i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} e tensão E_2	105
Figura 60 – Degrau de redução na referência de tensão – simulação	107
Figura 61 – Degrau de redução na referência de tensão – experimental	107
Figura 62 – Degrau de aumento na referência de tensão – simulação	108
Figura 63 – Degrau de aumento na referência de tensão – experimental	108
Figura 64 – Degrau de carga com redução de 40% – simulação	109
Figura 65 – Degrau de carga com redução de 40% – experimental	109
Figura 66 – Degrau de carga com adição 40% – simulação	110
Figura 67 – Degrau de carga com adição 40% – experimental	110
Figura 68 – Degraus consecutivos na referência de tensão	111
Figura 69 – Degraus de aumento e redução de carga	112

Figura 70 – Rampa de inicialização do conversor	113
Figura 71 – Correntes i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} e tensão E_1	114
Figura 72 – Degrau de redução na referência de tensão – simulação	115
Figura 73 – Degrau de redução na referência de tensão – experimental	115
Figura 74 – Degrau de aumento na referência de tensão – simulação	116
Figura 75 – Degrau de aumento na referência de tensão – experimental	116
Figura 76 – Degrau de carga com redução de 22% – simulação	117
Figura 77 – Degrau de carga com redução de 22% – experimental	117
Figura 78 – Degrau de carga com adição de 22% – simulação	118
Figura 79 – Degrau de carga com adição de 22% – experimental	119
Figura 80 – Degraus consecutivos na referência de tensão	119
Figura 81 – Degraus de aumento e redução de carga	120
Figura 82 – Degrau de redução na referência de tensão – simulação	122
Figura 83 – Degrau de redução na referência de tensão – experimental	122
Figura 84 – Degrau de aumento na referência de tensão – simulação	123
Figura 85 – Degrau de aumento na referência de tensão – experimental	123
Figura 86 – Degrau de carga com redução de 22% – simulação	124
Figura 87 – Degrau de carga com redução de 22% – experimental	124
Figura 88 – Degrau de carga com adição de 22% – simulação	125
Figura 89 – Degrau de carga com adição de 22% – experimental	125
Figura 90 – Degraus consecutivos na referência de tensão	126
Figura 91 – Degraus de aumento e redução de carga	126

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de simulação – sentido Boost	71
Tabela 2 – Parâmetros de simulação – sentido Buck	85
Tabela 3 – Parâmetros para projeto dos controladores no sentido Boost	94
Tabela 4 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação	94
Tabela 5 – Parâmetros para projeto dos controladores no sentido Buck	98
Tabela 6 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação	98
Tabela 7 – Especificação dos principais componentes eletrônicos do protótipo . . .	103
Tabela 8 – Especificações do protótipo durante os ensaios	104
Tabela 9 – Tempos de acomodação – degrau na referência	111
Tabela 10 – Tempos de acomodação e ΔE_2 – degrau de carga	112
Tabela 11 – Tempos de acomodação – degrau na referência	120
Tabela 12 – Tempos de acomodação e ΔE_1 – degrau de carga	121
Tabela 13 – Tempos de acomodação – degrau na referência	127
Tabela 14 – Tempos de acomodação e ΔE_1 – degrau de carga	127

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3SSC	Célula de Comutação de Três Estados
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> - Conversor Analógico Digital
BCDC	Conversor CC–CC Bidirecional
BICDC	Conversor CC–CC Bidirecional Intercalado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC–CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> - Modo de Condução Contínua
CPU	<i>Central Processing Unit</i> - Unidade Central de Processamento
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinais
EV	<i>Electrical Vehicle</i> - Veículo Elétrico
FT	Função de Transferência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
GaN	Nitreto de Gálio
HEV	<i>Hybrid Electrical Vehicle</i> - Veículo Elétrico Híbrido
IEM	Interferência Eletromagnética
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor Bipolar de Gatilho Isolado
LTI	<i>Linear Time-invariant</i> - Linear e Invariante no Tempo
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de Efeito de Campo Metal-óxido-semicondutor
P	Proporcional
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo

PS	<i>Phase-shift</i> - Deslocamento de Fase
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
Rse	Resistência Série Equivalente
TM	<i>Trademark</i> - Marca Registrada
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fonte de Alimentação Ininterrupta
ZVS	<i>Zero Voltage Source</i> - Comutação sob Tensão Zero

LISTA DE SÍMBOLOS

$C(z)$	Compensador digital
C_1	Capacitor do filtro de saída no sentido Buck
C_2	Capacitor do filtro de saída no sentido Boost
C_i	Controlador de corrente
$C_i(s)$	Controlador de corrente no plano s
$C_i(w)$	Controlador de corrente no semi-plano w
$C_i(z)$	Controlador de corrente no plano z
C_v	Controlador de tensão
$C_v(s)$	Controlador de tensão no plano s
$C_v(w)$	Controlador de tensão no semi-plano w
$C_v(z)$	Controlador de tensão no plano z
$C_{vod}(w)$	Controlador de tensão no semi-plano w
$C_{vod}(z)$	Controlador de tensão no plano z
D_1	Razão cíclica no sentido Buck
D_2	Razão cíclica no sentido Boost
E_1	Porta que representa a bateria
e_1	Tensão de saída no sentido Buck
E_2	Porta que representa o barramento CC
e_2	Tensão de saída no sentido Boost
e_i	Erro de corrente
e_v	Erro de tensão
f_a	Frequência de amostragem
f_c	Frequência de cruzamento do ganho
f_s	Frequência de chaveamento

$G_{at}(w)$	Atraso computacional no semi-plano w
$G_{at}(z)$	Atraso computacional no plano z
$G_i(s)$	Função de transferência de laço aberto de corrente no plano s
$G_i(w)$	Função de transferência de laço aberto de corrente no semi-plano w
$G_i(z)$	Função de transferência de laço aberto de corrente no plano z
$G_{iCOMP}(w)$	Função de transferência de laço aberto de corrente compensada no semi-plano w
$G_{ild}(s)$	Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$
G_{PWM}	Ganho da modulação
$G_v(s)$	Função de transferência de laço aberto de tensão no plano s
$G_v(w)$	Função de transferência de laço aberto de tensão no semi-plano w
$G_v(z)$	Função de transferência de laço aberto de tensão no plano z
$G_{vCOMP}(w)$	Função de transferência de laço aberto de tensão compensada no semi-plano w
$G_{vod}(s)$	Planta $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$
$G_{vod}(w)$	Função de transferência de laço aberto de tensão no semi-plano w
$G_{vodCOMP}(w)$	Função de transferência de laço aberto de tensão compensada no semi-plano w
$G_{voil}(s)$	Planta $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$
$H_i(s)$	Ganho do sensor de corrente
$H_v(s)$	Ganho do sensor de tensão
H_{vE1}	Ganho do sensor de tensão da porta E_1
H_{vE2}	Ganho do sensor de tensão da porta E_2
i_{C1}	Corrente no capacitor C_1
i_{C2}	Corrente no capacitor C_2
i_{D1} a i_{D4}	Corrente nos diodos dos interruptores S_1 a S_4
i_{D5} a i_{D8}	Corrente nos diodos dos interruptores S_5 a S_8

i_{L1}	Corrente no indutor principal L_1
$\overline{i_{L1}}$	Corrente média no indutor principal L_1
i_{L2}	Corrente no indutor acoplado L_2
$\overline{i_{L2}}$	Corrente média no indutor L_2
i_{L3}	Corrente no indutor acoplado L_3
$\overline{i_{L3}}$	Corrente média no indutor L_3
i_{R1}	Corrente na carga R_1
i_{R2}	Corrente na carga R_2
i_{REF}	Corrente de referência
i_{S1}	Corrente no interruptor S_1
i_{S5}	Corrente no interruptor S_5
$K_{vod}(w)$	Ganho da planta $G_{vod}(w)$
$K_i(w)$	Ganho da planta $G_i(w)$
L_1	Indutância do indutor principal
L_2 e L_3	Indutâncias do indutor acoplado
M	Indutância mútua
P_o	Potência de saída
R_1	Resistência que representa a carga no sentido Boost
R_2	Resistência que representa a carga no sentido Buck
R_{C1}	Resistência série do capacitor C_1
R_{C2}	Resistência série do capacitor C_2
R_{L1}	Resistência série do indutor principal L_1
S_1 a S_4	Interruptores do sentido Buck
S_5 a S_8	Interruptores do sentido Boost
t_0 a t_8	Tempos de comutação
t_{on}	Tempo em que um interruptor permanece ligado

T_a	Período de amostragem
T_s	Período de comutação
v_{C1}	Tensão na capacitância C_1
V_{C1}	Soma das tensões v_{C1} e V_{RC1}
v_{C2}	Tensão na capacitância C_2
V_{C2}	Soma das tensões v_{C2} e V_{RC2}
V_{L1}	Soma das tensões v_{L1} e V_{RL1}
v_{L1}	Tensão na indutância L_1
V_{L2}	Tensão no indutor L_2
V_{L3}	Tensão no indutor L_3
V_o	Tensão de saída do respectivo sentido de operação
V_{RC1}	Tensão da R_{SE} do capacitor C_1
V_{RC2}	Tensão da R_{SE} do capacitor C_2
V_{REF}	Tensão de referência
V_{RL1}	Tensão da R_{SE} do indutor L_1
v_{S1}	Tensão no interruptor S_1
v_{S5}	Tensão no interruptor S_5
ΔE_1	Variação da tensão de saída no sentido Buck
ΔE_2	Variação da tensão de saída no sentido Boost
Δi_{L1}	Variação da corrente no indutor L_1
Δi_{L2}	Variação da corrente no indutor L_2
Δi_{L3}	Variação da corrente no indutor L_3
Δt	Intervalo de tempo
Δt_1	Intervalo de tempo definido entre t_0 e t_1
Δt_2	Intervalo de tempo definido entre t_1 e t_2
Δt_3	Intervalo de tempo definido entre t_2 e t_3

Δt_4	Intervalo de tempo definido entre t_3 e t_4
Δt_5	Intervalo de tempo definido entre t_4 e t_5
Δt_6	Intervalo de tempo definido entre t_5 e t_6
Δt_7	Intervalo de tempo definido entre t_6 e t_7
Δt_8	Intervalo de tempo definido entre t_7 e t_8
$\langle d(t) \rangle$	Vetor da razão cíclica
$\langle u(t) \rangle$	Vetor de entrada
$\langle x(t) \rangle$	Vetor de estados
$\langle y(t) \rangle$	Vetor de saída
$\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}$	Valor médio instantâneo da corrente no capacitor C_1
$\langle v_{C2}(t) \rangle_{T_s}$	Valor médio instantâneo da corrente no capacitor C_2
$\langle v_{L1}(t) \rangle_{T_s}$	Valor médio instantâneo da tensão no indutor L_1
$\langle v_{L2}(t) \rangle_{T_s}$	Valor médio instantâneo da tensão no indutor L_2
$\langle v_{L3}(t) \rangle_{T_s}$	Valor médio instantâneo da tensão no indutor L_3

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL	33
1.1.1	Conversor intercalado	35
1.1.2	Indutor acoplado	37
1.1.3	Célula de comutação de 3 estados	38
1.2	ESTADO DA ARTE	39
1.3	VEÍCULOS ELÉTRICOS	40
2	ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL . .	43
2.1	ANÁLISE QUALITATIVA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO BOOST .	44
2.1.1	Primeira etapa	44
2.1.2	Segunda etapa	45
2.1.3	Terceira etapa	45
2.1.4	Quarta etapa	46
2.1.5	Quinta etapa	46
2.1.6	Sexta etapa	47
2.1.7	Sétima etapa	47
2.1.8	Oitava etapa	47
2.1.9	Análise qualitativa da operação como Boost	48
2.2	ANÁLISE QUALITATIVA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO BUCK .	50
2.2.1	Primeira etapa	51
2.2.2	Segunda, quarta, sexta e oitava etapas	51
2.2.3	Terceira etapa	52
2.2.4	Quinta etapa	53
2.2.5	Sétima etapa	53
2.2.6	Análise qualitativa da operação como Buck	53
3	MODELAGEM DO CONVERSOR	57
3.1	ESPAÇO DE ESTADOS	57
3.1.1	Linearização	59
3.2	MODELAGEM PARA OPERAÇÃO BOOST	60
3.2.1	Análise quantitativa das etapas de operação	60
3.2.2	Etapas de operação 1, 3, 5 e 7	62
3.2.3	Etapas de operação 2 e 6	63
3.2.4	Etapas de operação 4 e 8	66
3.2.5	Modelo CA médio	68
3.2.6	Operação em regime permanente	69

3.2.7	Perturbação e linearização	70
3.2.8	Definição e validação dos modelos	70
3.3	MODELAGEM PARA OPERAÇÃO BUCK	75
3.3.1	Análise quantitativa das etapas de operação	75
3.3.2	Etapas de operação 1 e 5	75
3.3.3	Etapas de operação 2, 4, 6 e 8	79
3.3.4	Etapas de operação 3 e 7	80
3.3.5	Modelo CA médio	82
3.3.6	Operação em regime permanente	83
3.3.7	Perturbação e linearização	83
3.3.8	Definição e validação dos modelos	84
4	PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR	89
4.1	TÉCNICAS DE CONTROLE	89
4.2	CRITÉRIOS PARA PROJETO DE CONTROLADORES	90
4.3	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE	91
4.4	PROJETO DOS CONTROLADORES NA OPERAÇÃO BOOST	93
4.4.1	Projeto do controlador de corrente em cascata	93
4.5	PROJETO DOS CONTROLADORES NA OPERAÇÃO BUCK	96
4.5.1	Projeto do controlador de tensão	98
4.5.2	Projeto do controlador de corrente em cascata	100
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	103
5.1	RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO COMO BOOST	104
5.1.1	Análise em regime permanente	104
5.1.2	Resposta dinâmica dos controladores em cascata	106
5.2	RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO COMO BUCK	112
5.2.1	Análise em regime permanente	112
5.2.2	Resposta dinâmica do controlador de tensão	113
5.2.3	Resposta dinâmica dos controladores em cascata	121
6	CONCLUSÃO	129
6.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	130
	REFERÊNCIAS	131
	APÊNDICES	137
	APÊNDICE A – MODELO CA MÉDIO	139
A.1	SENTIDO BOOST	139

A.2	SENTIDO BUCK	141
	APÊNDICE B – CÓDIGOS IMPLEMENTADOS	145
B.1	CÓDIGO DA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST	145
B.1.1	Controle de corrente em cascata	145
B.2	CÓDIGOS DA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK	150
B.2.1	Controle de tensão	150
B.2.2	Controle de corrente em cascata	154

1 INTRODUÇÃO

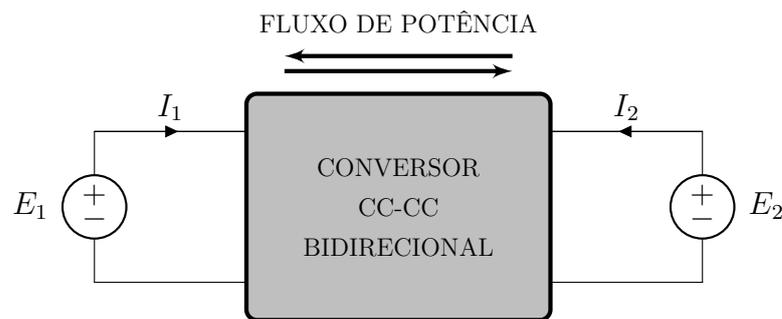
A maioria das aplicações envolvendo conversores CC–CC possui fluxo de potência unidirecional, com energia fluindo da fonte para a carga (FANG et al., 2016). No entanto há diversas aplicações como em veículos elétricos (EVs) e elétricos híbridos (HEVs), fontes de alimentação ininterrupta (UPS), sistema de energia eólica e solar, telecomunicações, tecnologia aeroespacial, carregadores de bateria, etc, que exigem o uso de outro sistema de conversão que não seja apenas unidirecional. Portanto, essas aplicações necessitam de um conversor com capacidade de transferência de energia bidirecional (AHMAD; SINGH; MAHANTY, 2016), (GOKUL et al., 2017), (CARVALHO, 2018).

Teoricamente, dois conversores unidirecionais independentes podem ser usados em paralelo para se obter transferência bidirecional de energia. Porém, a desvantagem reside no volume que estes dois conversores ocupam, no custo e na duplicidade e complexidade dos circuitos de controle. Deste modo, se torna mais vantajoso transformar um conversor unidirecional em bidirecional.

1.1 CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL

A maioria das topologias de conversores CC–CC bidirecionais (BCDCs) pode ser ilustrada como no diagrama de blocos mostrado na Figura 1 que possui fluxo de potência em ambas as direções.

Figura 1 – Conversor CC–CC bidirecional – visão geral

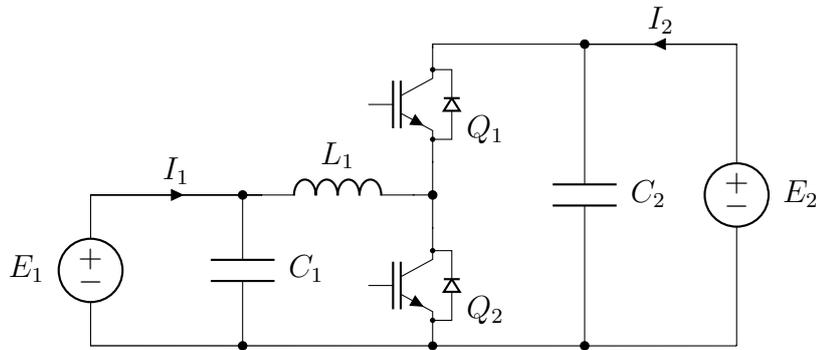


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O conceito de fluxo de potência em ambas as direções em um BCDC, se dá pela operação de dispositivos de comutação que permitam o fluxo de corrente em ambas as direções. BCDCs são desenvolvidos a partir de dois dispositivos de comutação unidirecionais (interruptores), como o MOSFET e IGBT, constituídos de diodos em antiparalelo aos mesmos (JOSHI; SAMANTA, 2013). Esses diodos atendem o fluxo de energia na direção oposta ao interruptor, alterando o fluxo de corrente. Os diodos não permitem que a corrente flua em ambas as direções, mas com o emprego de interruptores, o sentido de cada condução pode ser facilmente controlado, como mostra a Figura 2 (KAZIMIERCZUK,

2008). Nesta, a estrutura do conversor é composta pela combinação de dois conversores, um Buck e um Boost unidirecionais, topologia conhecida como BCDC Buck e Boost ou meia-ponte, e uma das mais populares, (RIGOGIANNIS; VOGLITSIS; PAPANIKOLAOU, 2018).

Figura 2 – Conversor CC-CC bidirecional em corrente

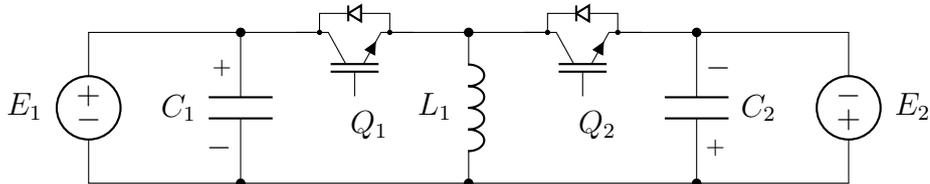


Fonte: Adaptado de Kazimierczuk (2008).

Analisando a Figura 2, para fazer a corrente I_1 fluir da fonte E_1 para a fonte E_2 , o interruptor Q_1 permanece desligado e o interruptor Q_2 é comutado com uma razão cíclica D_2 . Desta forma o conversor opera no sentido Boost, transferindo energia da fonte E_1 para a fonte E_2 . Para que a corrente I_2 flua da fonte E_2 para a fonte E_1 , o interruptor Q_2 deve permanecer desligado, enquanto que o interruptor Q_1 é comutado com uma razão cíclica D_1 . Neste caso o conversor opera no sentido Buck, transferindo energia da fonte E_2 para E_1 .

Derivado do conversor Buck-boost unidirecional, Kazimierczuk (2008) descreve uma topologia bidirecional, como mostra a Figura 3.

Figura 3 – Conversor CC-CC bidirecional Buck-boost



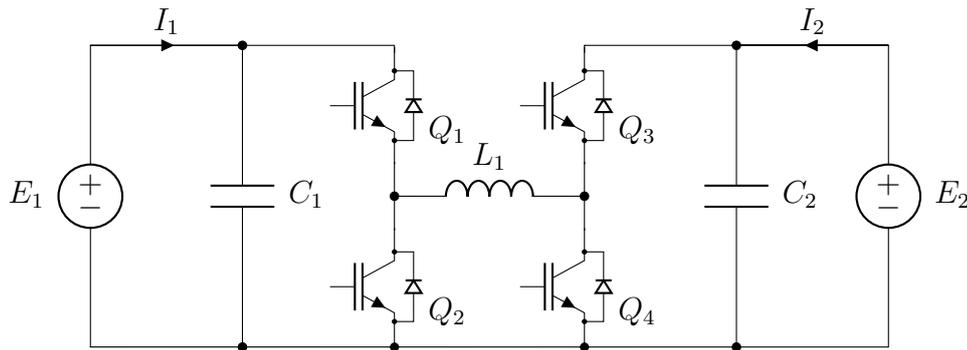
Fonte: Adaptado de Kazimierczuk (2008).

O armazenamento de energia em geral usa BCDCs para aplicações de carga e descarga que podem ser em topologias de meia-ponte ou ponte completa (LEE; YUN, 2018). Estes autores apresentam uma topologia derivada da meia-ponte, mostrada na Figura 4. A topologia bidirecional em ponte completa, também conhecido como cascata, opera nos 4 quadrantes.

Com a adição de um segundo braço com dois interruptores na topologia em ponte completa, o conversor pode operar tanto no sentido Buck quanto no sentido Boost,

independente do sentido do fluxo da corrente. Para operar no sentido Buck de E_1 para E_2 , na 1ª etapa de operação Q_1 entra em condução, a corrente I_1 atravessa L_1 e o diodo de Q_3 faz o fluxo chegar à E_2 . Na 2ª etapa, Q_1 é bloqueado fazendo com que a corrente circule de L_1 para E_2 através dos diodos de Q_2 e Q_3 . Operando no sentido Boost de E_1 para E_2 , na 1ª etapa, além do interruptor Q_1 , Q_4 entra em condução, carregando L_1 com a tensão de E_1 enquanto C_2 é descarregado em E_2 . Na 2ª etapa de operação, Q_1 entra em condução, a corrente I_1 atravessa L_1 e o diodo de Q_3 faz o fluxo chegar à E_2 .

Figura 4 – Conversor CC-CC bidirecional ponte completa



Fonte: Adaptado de Lee e Yun (2018).

Para operar no sentido Buck de E_2 para E_1 , na 1ª etapa de operação Q_3 entra em condução, a corrente I_2 atravessa L_1 e o diodo de Q_1 faz o fluxo chegar à E_1 . Na 2ª etapa, Q_3 é bloqueado, fazendo com que a corrente circule de L_1 para E_2 através dos diodos de Q_1 e Q_4 . Operando no sentido Boost de E_2 para E_1 , na 1ª etapa, os interruptores Q_2 e Q_3 entram em condução, carregando L_1 com a tensão de E_2 , enquanto C_1 é descarregado em E_1 . Na 2ª etapa de operação, Q_2 é bloqueado e a corrente I_2 atravessa L_1 , o diodo de Q_1 então faz o fluxo chegar à E_1 .

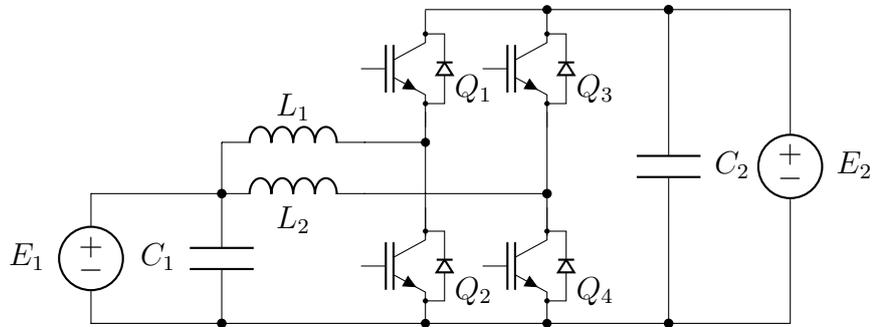
1.1.1 Conversor intercalado

Um conversor intercalado (BICDC), entrelaçado, multi-fásico ou *interleaved* consiste na associação de conversores CC-CC ligados em paralelo, em que o número de fases é determinado pela quantidade de indutores (FUZATO, 2015). Um BICDC, na configuração com duas fases, derivado do conversor meia-ponte é ilustrado na Figura 5.

O chaveamento, neste tipo de conversor, é realizado com um ângulo de defasagem (*phase-shift* – PS) simétrico entre as fases de 180° . Assim, analisando com o fluxo de potência de E_1 para E_2 , a corrente I_1 é dividida pelas duas fases do conversor I_{L1} e I_{L2} . Desta forma, a defasagem entre as fases provoca um cancelamento parcial na ondulação da corrente I_1 , como pode ser verificado na Figura 6 (ZHU; MCDONALD; WANG, 2011). Neste exemplo, o valor médio da corrente I_1 é de 18,4 A e os valores médios das correntes das fases são de 9,2 A. Quanto maior a quantidade de fases, menor é a corrente em cada

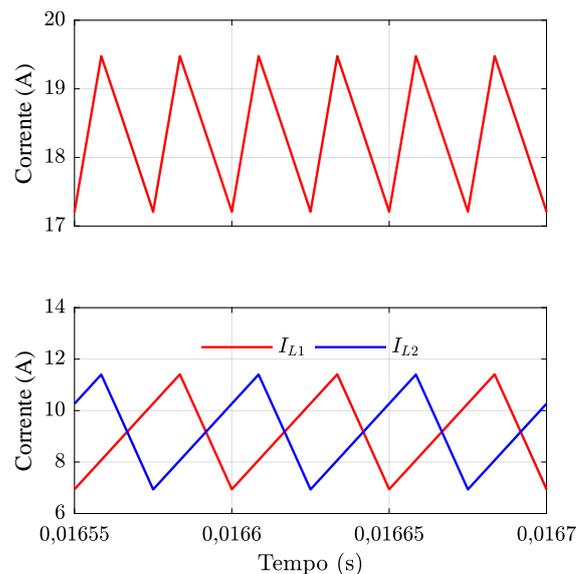
indutor e maior é o efeito do cancelamento da ondulação de corrente entre as fases. Esta técnica também pode ser implementada para n fases, com defasagem de $360^\circ/n$ entre fases.

Figura 5 – Conversor CC–CC bidirecional intercalado com duas fases



Fonte: Adaptado de Omara e Sleptsov (2016).

Figura 6 – Corrente de entrada I_1 e correntes nas fases I_{L1} , I_{L2}



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 6 ainda se pode verificar que a ondulação da corrente I_1 tem o dobro da frequência, quando comparada com a ondulação das correntes I_{L1} e I_{L2} .

Além da menor ondulação na corrente de entrada, devido ao compartilhamento de corrente entre as fases, comparado ao BCDCs convencional, o BICDC ainda apresenta reduzido tamanho dos dispositivos de armazenamento (indutores e capacitores) visto que os indutores operam com o dobro da frequência de comutação (proporcional ao número de fases), proporcionando componentes de menor custo, peso e volume, baixo esforço de corrente nos interruptores, ondulações de corrente e tensão mais baixas na saída do conversor, possibilitando o aumento da potência de saída, redução de IEM e melhora

na eficiência geral do conversor (BABU; RAGHAVENDIRAN, 2017), (GARCIA et al., 2006), (FUZATO, 2015), (ZHANG, 2008), (ALVES et al., 2015), (TORRICO-BASCOPE et al., 2018). Ademais, o uso do BICDC possibilita melhor distribuição no leiaute dos componentes do conversor e desta forma, o acréscimo de temperatura dos componentes é dissipado em uma área maior.

Como desvantagem na adoção deste tipo de topologia, a inclusão de mais fases aumenta o número de componentes magnéticos e de comutação, tornando os circuitos de controle mais complexos, o que dificulta economicamente a utilização desta topologia em conversores de baixo custo (JIANG et al., 2013). Porém, nas aplicações de maior potência que possuem componentes com custo elevado, o acréscimo no custo do controle é facilmente compensado pelas vantagens, como em aplicações envolvendo células combustível arranjos fotovoltaicos e baterias de EVs (SLAH et al., 2017), (SELVARAJU; SHANMUGHAM; SOMKUN, 2017).

1.1.2 Indutor acoplado

Um BICDC com indutores fisicamente separados possui uma estrutura chamada de desacoplada. Quando dois ou mais indutores compartilham o mesmo núcleo magnético, os mesmos passam a formar um indutor acoplado. Indutores com n fases são acoplados ao mesmo núcleo magnético para reduzir a ondulação da corrente em cada fase, reduzir as perdas do núcleo, reduzir o tamanho e o custo dos conversores e aumentar a densidade de potência dos componentes magnéticos (JIANG et al., 2013).

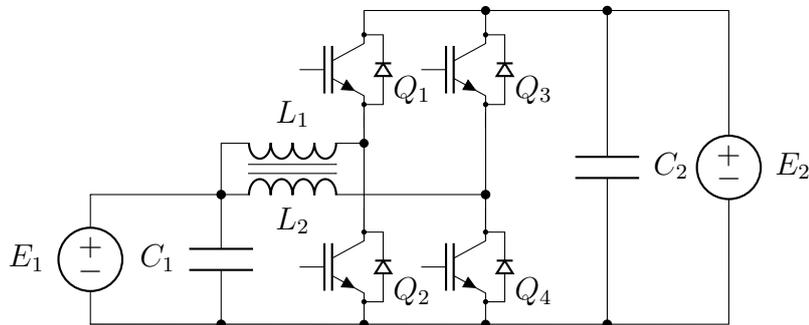
Em contrapartida, como no BICDC, há muitos componentes, como interruptores e indutores em estruturas intercaladas multifásicas, o que torna o controle complexo. Também do ponto de vista do controle, a utilização dos indutores acoplados, indica um sistema de fase não-mínima (HA et al., 2008; BARROZO, 2010).

Alguns estudos relataram que conversores utilizando indutores acoplados, além de reduzir a corrente de fase, reduzem a ondulação da tensão de saída que têm resposta mais rápida à transientes de cargas e reduzem a quantidade de capacitância de desacoplamento da saída (ZHU; MCDONALD; WANG, 2011).

Como exemplos de aplicação, Huang e Lehman (2016) utiliza indutores acoplados em circuitos para módulos reguladores de tensão intercalados tendo como objetivo melhorar a eficiência e a resposta transitória. Um indutor acoplado inverso é utilizado por Huang et al. (2016) para demonstrar um conversor operando em 1 MHz com dispositivos GaN, que visa reduzir o volume do núcleo magnético. Já Zhu, McDonald e Wang (2011) propõem uma nova abordagem para a análise de conversores que utilizam indutores acoplados. Ainda Jiang et al. (2013) apresentam uma topologia com capacidade de chaveamento suave e ZVS. E Yang et al. (2015) propõem uma nova estrutura magnética para indutores acoplados. Substituindo os indutores desacoplados da Figura 5 por indutores acoplados, a

estrutura do conversor está representada na Figura 7.

Figura 7 – Conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutores acoplados



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

1.1.3 Célula de comutação de 3 estados

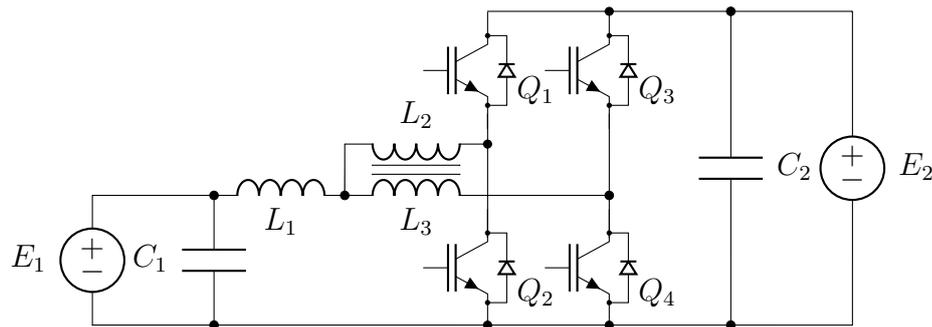
A primeira célula de comutação de três estados ou *three-state switching cell* (3SSC), foi desenvolvida por Bascope e Barbi (2000), também conhecida por célula B. Nos anos seguintes, muitos conversores baseados na 3SSC foram propostos para aplicações em alta corrente. Alcazar et al. (2013) propõem um conversor CC–CC baseado na 3SSC para aplicações de elevação de tensão. Já Balestero et al. (2013) apresentam um conversor CC–CC não isolado baseado na 3SSC para aplicações de redução de tensão. Em Mazza et al. (2015a) uma nova topologia de BCDC com comutação suave e 3SSC é proposta para conectar baterias ao barramento CC em aplicação fotovoltaica, e Mazza et al. (2015b) apresentam um BCDC isolado baseado na 3SSC com alto ganho de tensão, baixo esforço de corrente nos interruptores e operação ZVS.

A célula de três estados é obtida pela associação de dois indutores interconectados como um autotransformador de derivação central, do qual podem ser derivados novos conversores (BALESTERO et al., 2013). Um conversor baseado na 3SSC pode ser confundido com um conversor intercalado, porém a diferença reside na presença de um indutor ligado ao ponto central do autotransformador, denominado de indutor principal (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2018). Um BCDC baseado na 3SSC foi proposto por Barrozo et al. (2010) e pode ser observado na Figura 8.

Nesta topologia, parte da energia da entrada é diretamente transferida para a saída através dos diodos em anti-paralelo e dos indutores acoplados e não através dos interruptores principais (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2018). O indutor principal é projetado para o dobro da frequência de chaveamento, como no conversor intercalado de duas fases, com conseqüente redução de tamanho, peso e volume e baixa ondulação das correntes de entrada e saída (CARVALHO; TOFOLI, 2017), (BASCOPE; BARBI, 2000). O esforço de tensão nos interruptores é menor do que a metade da tensão de saída, devido ao grampeamento realizado pelo filtro de saída (que também possui dimensões reduzidas), e a

corrente através dos interruptores é metade da corrente de entrada, acarretando em baixas perdas na condução e na comutação. Desta forma podem ser empregados interruptores de menor custo (BALESTERO et al., 2013), (ALCAZAR et al., 2013). Com relação às perdas totais, as mesmas são distribuídas apropriadamente entre os semicondutores, resultando em uma melhor distribuição do calor e na utilização mais eficiente dos dissipadores (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2018).

Figura 8 – Conversor CC-CC bidirecional com célula de comutação de três estados



Fonte: Adaptado de Barrozo et al. (2010).

Um pequeno *snubber* pode ser necessário para cada interruptor, e um enrolamento adicional por célula também pode ser necessário para o autotransformador (ALCAZAR et al., 2013). Os autores ainda mencionam perdas elevadas nos semicondutores durante a operação no sentido Buck e também o baixo ganho de tensão.

De maneira geral, um conversor baseado na 3SSC possui um circuito robusto e de alta eficiência, podendo alcançar níveis elevados de potência (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2018).

1.2 ESTADO DA ARTE

Os BCDCs são necessários em aplicações de transferência de energia bidirecional entre barramentos de diferentes níveis CC (LO; CHEN; CHANG, 2017). A demanda por desenvolvimento de implementação de sistemas complexos de energia, compactos e eficientes vêm incentivando os pesquisadores no desenvolvimento de conversores bidirecionais.

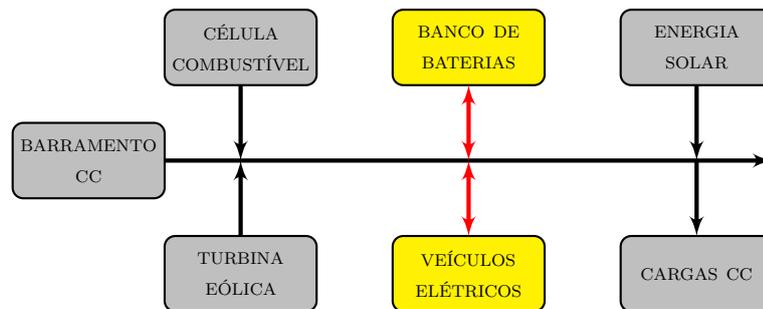
Embora existam muitas topologias de BCDCs, basicamente são divididos em duas classes: BCDCs isolados e BCDCs não isolados (SHEN et al., 2017), (ZHAO; YU; SUN, 2012). Os BCDCs não isolados, sem transformador, podem ser do tipo Boost, Buck ou Buck-boost. Embora seja mais seguro obter isolamento galvânica nas aplicações em alta tensão entre a carga e a fonte, a classe não isolada é mais vantajosa do ponto de vista do tamanho, peso e custo, e onde a relação de transformação não excede quatro vezes, para não comprometer o desempenho do conversor (ZHAO; ROUND; KOLAR, 2008),

(KRISMER; KOLAR, 2009), (RODRIGUES et al., 2014), (TYTELMAIER et al., 2017), (MAYER; PÉRES; OLIVEIRA, 2015).

Em relação à capacidade de recarga, os dispositivos de armazenamento de energia elétrica, como baterias ou supercapacitores, exigem uma conversão de energia CC-CC bidirecional para otimizar a eficiência do sistema (SARIF; PEI; ANNUAR, 2018).

Com o rápido desenvolvimento de tecnologias de armazenamento de energia elétrica, os sistemas de energia CC estão se tornando amplamente utilizados em várias aplicações. Na infraestrutura elétrica, grandes dispositivos de armazenamento de energia, como as baterias de íons de lítio, fomentam fontes distribuídas de energia renovável, que incluem sistemas de energia solar fotovoltaica, sistemas eólicos e sistemas de células a combustível em microrredes (ISHIGAKI; SHIN; DEDE, 2017). O diagrama da Figura 9 ilustra uma microrrede CC com destaque para os recursos que apresentam fluxo de energia bidirecional.

Figura 9 – Microrrede CC



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

1.3 VEÍCULOS ELÉTRICOS

Com o avanço das pesquisas na área de eletrônica de potência, os conversores bidirecionais estão sendo muito utilizados em aplicações de transporte, devido aos avanços alcançados nas questões de eficiência e densidade de potência (ZGHEIB; KAMWA; AL-HADDAD, 2017).

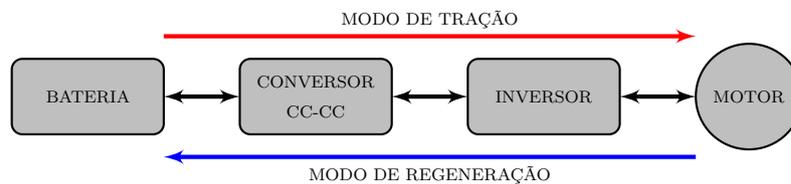
A eletrificação do transporte vem recebendo grande investimento nos últimos anos, devido ao seu potencial impacto positivo ao meio ambiente e pela redução da dependência dos combustíveis não renováveis e poluentes (DALALA et al., 2018). Neste campo, os EVs se tornaram uma das mais importantes demonstrações desta eletrificação, onde a maioria dos EVs está contribuindo para o desenvolvimento de tecnologias voltadas não somente à mobilidade, mas também em suas adjacências como a políticas públicas, infraestrutura de rede, estações de recarga, tarifação e direção autônoma (RODRIGUES et al., 2014), (RODRIGUES et al., 2014).

Em aplicações automotivas, a maioria dos conversores CC-CC precisa trocar energia entre duas fontes de tensão (ZAHID et al., 2015), (KHAN; HUSAIN; SOZER, 2014). Para

realizar essa transferência de energia, a corrente deve ser capaz de fluir pelo circuito em ambas as direções. Existem muitas aplicações para este tipo de conversor, porque o uso de uma bateria implica na capacidade de carregar e descarregar, de modo que o uso de um conversor bidirecional permite evitar um sistema complexo de circuitos duplos para realizar a carga e a descarga da bateria (MAYER; PÉRES; OLIVEIRA, 2015).

Com esta condição respeitada, o conversor pode transferir energia da bateria para a carga e da carga para a bateria, como por exemplo na tração elétrica (MANE; JAIN, 2015). Quando o motor é utilizado para tração, a bateria fornece energia, e quando o motor não está tracionado, mas está com as rodas girando, como na frenagem por exemplo, a energia é regenerada do motor de volta à bateria, recarregando-a (OMARA; SLEPTSOV, 2016), (MARTINS; BARBI, 2006). O diagrama da Figura 10 exemplifica esta aplicação.

Figura 10 – Sistema de potência de um veículo elétrico



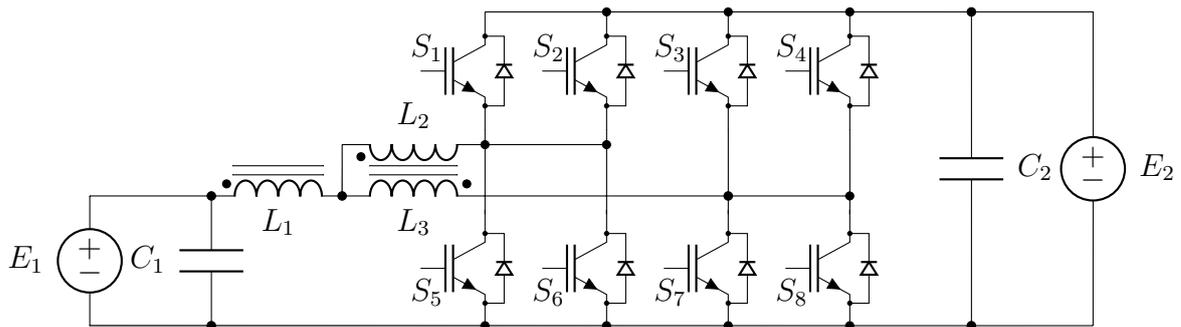
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O BCDC, juntamente com o armazenamento de energia, tornou-se uma opção promissora para muitos sistemas relacionados à energia, incluindo veículo híbrido, veículo de célula a combustível, sistema de energia renovável e assim por diante. Isso não só reduz o custo e melhora a eficiência, como também melhora o desempenho do sistema (MAYER et al., 2017). Com sua capacidade de reverter a direção do fluxo de corrente e, portanto, da potência, os BCDCs estão sendo cada vez mais usados para obter a transferência de energia entre duas fontes de energia CC em qualquer direção.

2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL

O BCDC proposto por Mayer et al. (2017) é apresentado na Figura 11. O conversor é baseado na 3SSC, e possui quatro braços. Dois braços paralelos compostos pelos conjuntos de interruptores e diodos intitulados S_1, S_5, S_2 e S_6 , são interligados à fase proveniente do indutor L_2 , enquanto que outros dois braços paralelos compostos pelos conjuntos de interruptores e diodos intitulados S_3, S_7, S_4 e S_8 , são interligados à fase proveniente do indutor L_3 . Por ser bidirecional, o conversor proposto permite que o fluxo de potência flua de E_1 para E_2 e vice-versa. Quando o fluxo é orientado de E_2 para E_1 , o tipo de operação é como abaixador de tensão (Buck) em que os interruptores do grupo superior S_1 a S_4 são comutados com uma razão cíclica D_1 . No sentido oposto, de E_1 para E_2 , o tipo de operação é como elevador de tensão, ou seja, opera como Boost e os interruptores do grupo inferior S_5 a S_8 são comutados com uma razão cíclica D_2 .

Figura 11 – Circuito de potência do conversor em estudo



Fonte: Mayer et al. (2017).

Por se tratar de um conversor com indutor acoplado, o chaveamento possui um ângulo de defasagem PS gerado a partir de modulação PWM, garantindo o dobro da frequência de comutação sobre os indutores acoplados, contribuindo para a redução do volume e da ondulação da corrente sobre os mesmos. A inclusão de mais um braço por fase, comparado ao BCDC com 3SSC tradicional, reduz ainda mais os esforços de comutação sobre os interruptores, visto que em um período de comutação T_s o conversor tem o dobro de interruptores para compartilhar a corrente, de acordo com a razão cíclica adotada, que é limitada a 50%, para que a corrente entre os braços e indutores do conversor se mantenha balanceada (MAYER, 2019). Para que a comutação dos quatro interruptores do grupo superior no sentido Buck ou do grupo inferior no sentido Boost sejam comandados sistematicamente dentro de um período de comutação, cada interruptor é acionado dentro de uma faixa de $\frac{1}{4} \leq D < \frac{1}{2}$ de T_s no sentido Boost e de $0 < D < \frac{1}{4}$ de T_s no sentido Buck.

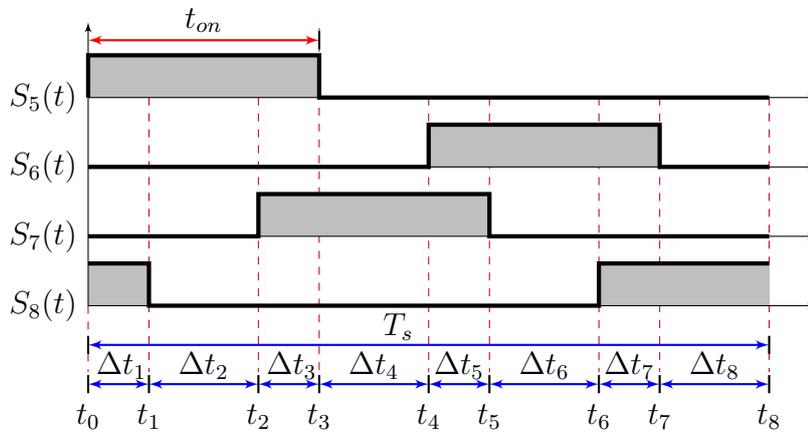
O estudo do conversor neste trabalho se concentra no modo de condução contínua (CCM) em ambos os sentidos de operação. Na sequência, se apresenta o estudo detalhado dos sentidos de operação, para os intervalos de razão cíclica adotados, em cada sentido.

O conversor é analisado como sendo ideal, isento de não-idealidades, com indutores acoplados exatamente iguais, possuindo fator de acoplamento k unitário, operando em regime permanente com transferência total de energia de uma porta (fonte) para outra.

2.1 ANÁLISE QUALITATIVA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO BOOST

Neste sentido de operação, o conversor opera com uma razão cíclica no intervalo $\frac{1}{4} \leq D < \frac{1}{2}$ de T_s . Na Figura 12 é apresentado o diagrama com os sinais de comando para o sentido Boost, ou modo de tração.

Figura 12 – Razão cíclica no sentido Boost



Fonte: Adaptado de Mayer et al. (2017).

Analisando o diagrama da Figura 12, nota-se que nos intervalos Δt ímpares, o chaveamento ocorre de forma interpolada, ou seja, existem dois interruptores, um de cada fase, em condução. Já nos intervalos Δt pares, o chaveamento ocorre de forma singular, permanecendo apenas um dos interruptores em condução. Com relação à duração de cada intervalo, os mesmos são definidos como:

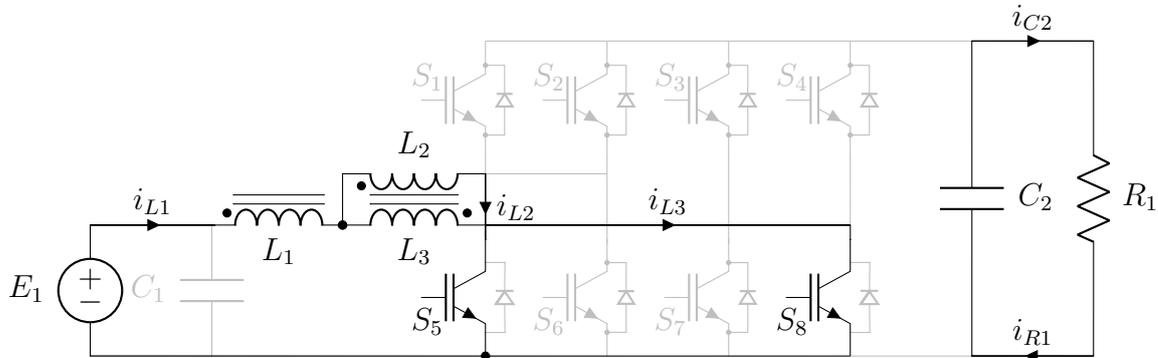
$$\begin{cases} \Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5 = \Delta t_7 \\ \Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6 = \Delta t_8 \end{cases} \quad (2.1)$$

2.1.1 Primeira etapa

Na 1ª etapa de operação Δt_1 , ilustrada na Figura 13, que se inicia em t_0 , com o interruptor S_8 ainda em condução, o interruptor S_5 é acionado, fazendo com que a energia da fonte E_1 seja transferida para o indutor L_1 , dando início à sua carga, aumentando a corrente i_{L1} linearmente, até o final da etapa que ocorre em t_1 , com o bloqueio de S_8 . A corrente i_{L1} é dividida entre os indutores acoplados L_2 e L_3 , este último ficando com a maior parcela, pois já estava em condução no estado topológico anterior. A tensão sobre os indutores acoplados é nula devido às suas características construtivas. Na porta E_2 ,

representada na Figura 13 pela resistência R_1 , como não há nenhum diodo do grupo superior em condução, a tensão é fornecida pelo capacitor C_2 que se descarrega mantendo a tensão de saída.

Figura 13 – 1ª etapa de operação

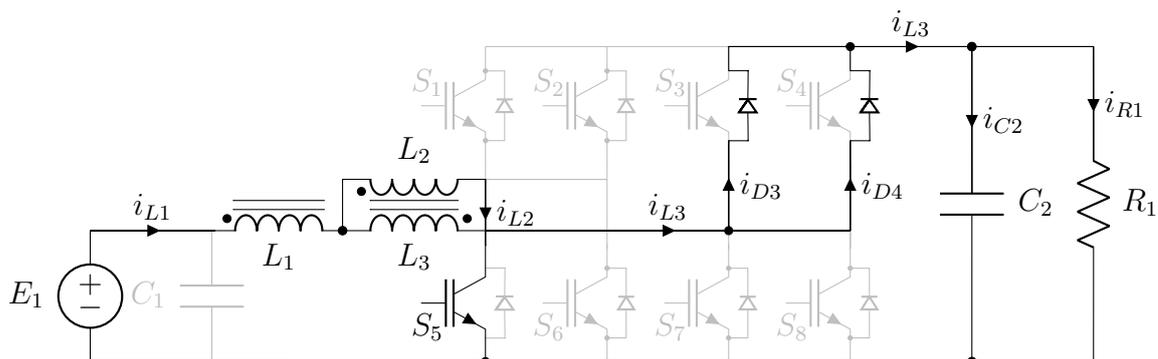


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.1.2 Segunda etapa

Nesta etapa, exibida na Figura 14, somente o interruptor S_5 permanece em condução, fazendo com que a corrente i_{L1} decresça linearmente e i_{L2} continue aumentando gradativamente. A tensão sobre o indutor v_{L1} é dada por $E_1 - E_2/2$, pois estando os diodos de S_3 e S_4 em condução, transferindo energia de L_1 para a carga, proporcionam a metade da tensão de saída (neste momento maior que a porta E_1), seja disposta sobre L_3 , deixando v_{L1} , nesta etapa, com potencial negativo.

Figura 14 – 2ª etapa de operação



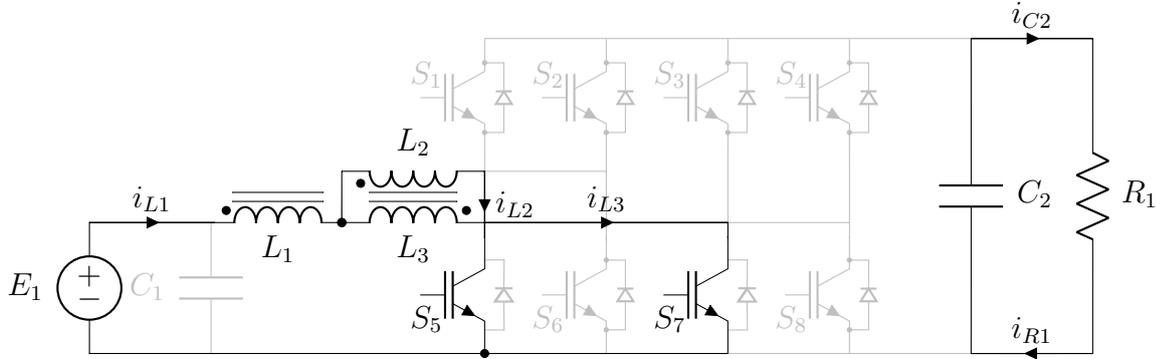
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.1.3 Terceira etapa

Iniciando a 3ª etapa em t_2 , expressa na Figura 15, com o interruptor S_5 ainda fechado, o interruptor S_7 entra em condução. As correntes i_{L1} e i_{L3} retomam a derivada positiva ao passo que v_{L1} recebe toda a tensão da porta E_1 , enquanto i_{L2} continua ascendendo. Como

nenhum diodo do grupo superior está em condução, a carga é sustentada com a tensão presente em C_2 , enquanto as tensões v_{L2} e v_{L3} são nulas, até S_5 ser desativado em t_3 .

Figura 15 – 3ª etapa de operação

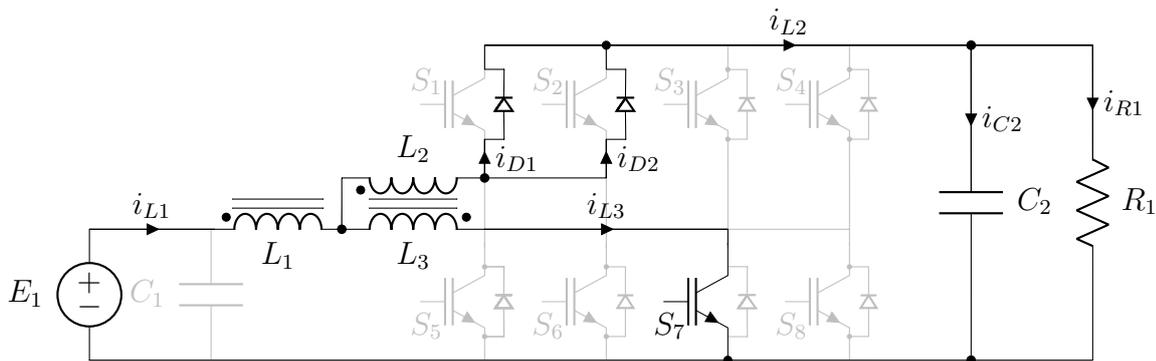


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.1.4 Quarta etapa

Em t_3 , somente o interruptor S_7 está em condução. A energia acumulada em L_1 é entregue à carga via L_2 . Enquanto i_{L2} é dividida entre os diodos de S_1 e S_2 , v_{L2} é igual a $-E_2/2$, consequentemente v_{L1} volta a ter o potencial de $E_1 - E_2/2$ e v_{L3} fica com a parcela positiva ($E_2/2$), dando continuidade ao carregamento de L_3 até t_4 , como pode ser constatado na Figura 16.

Figura 16 – 4ª etapa de operação

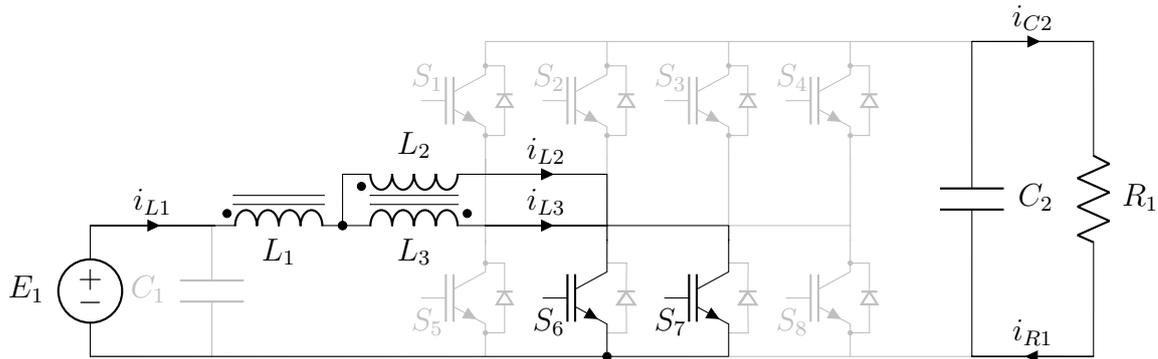


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.1.5 Quinta etapa

Ao iniciar a 5ª etapa de operação, com o interruptor S_7 ainda em condução, é acionado em t_4 o interruptor S_6 . Este estado topológico é semelhante à 1ª etapa no que concerne às tensões e correntes sobre os indutores. Como não há nenhum diodo do grupo superior em condução, a carga R_1 é alimentada com a tensão proveniente de C_2 . Ao final desta etapa em t_5 , o interruptor S_7 é desativado. A Figura 17 demonstra esta etapa.

Figura 17 – 5ª etapa de operação

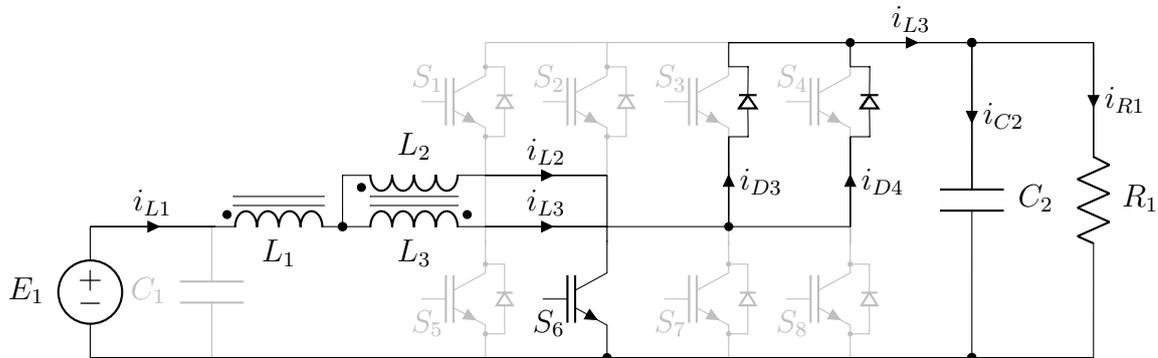


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.1.6 Sexta etapa

Em Δt_6 somente o interruptor S_6 está em condução. A 6ª etapa é análoga a 2ª, em que as tensões e correntes nos indutores têm o mesmo comportamento. Nesta, os diodos de S_3 e S_4 entram em condução, transferindo a energia armazenada em L_1 para a saída do conversor, via L_3 . A Figura 18 apresenta esta etapa.

Figura 18 – 6ª etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.1.7 Sétima etapa

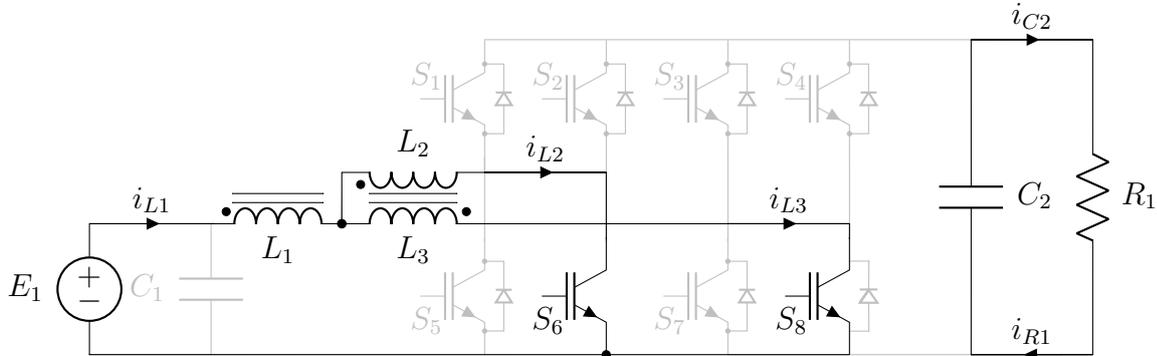
Iniciando esta etapa em t_6 , com o interruptor S_6 ainda em condução, se estabelece a condução do interruptor S_8 . Como na 3ª etapa, a saída se encontra isolada da entrada, visto que nenhum diodo do grupo superior está em condução, possibilitando que a carga receba a tensão provida de C_2 . Ao atingir t_7 , a corrente no interruptor S_6 é cessada. Esta etapa está ilustrada na Figura 19.

2.1.8 Oitava etapa

Ao se iniciar a última etapa de operação no sentido Boost em t_7 , apenas o interruptor S_8 se encontra conduzindo. Similar a 4ª etapa, a energia acumulada em L_1 é transferida

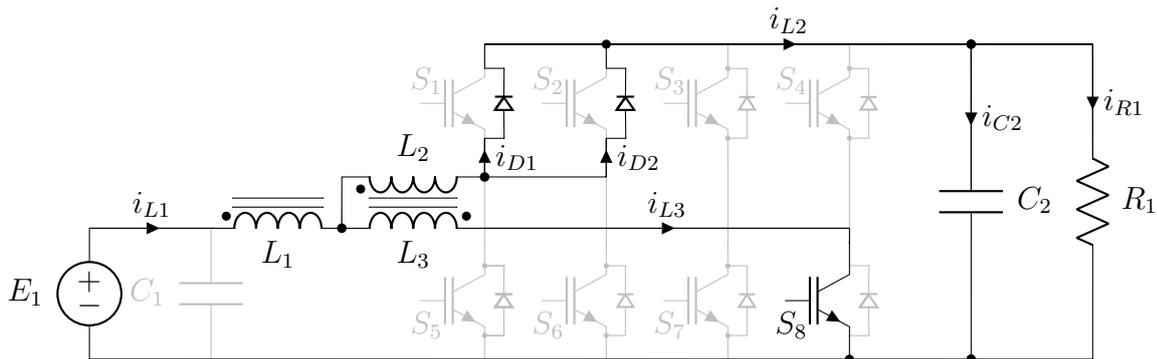
para a carga através do indutor L_2 e dos diodos de S_1 e S_2 . A etapa que marca o final de T_s é encerrada em t_8 e exibida na Figura 20.

Figura 19 – 7ª etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 20 – 8ª etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

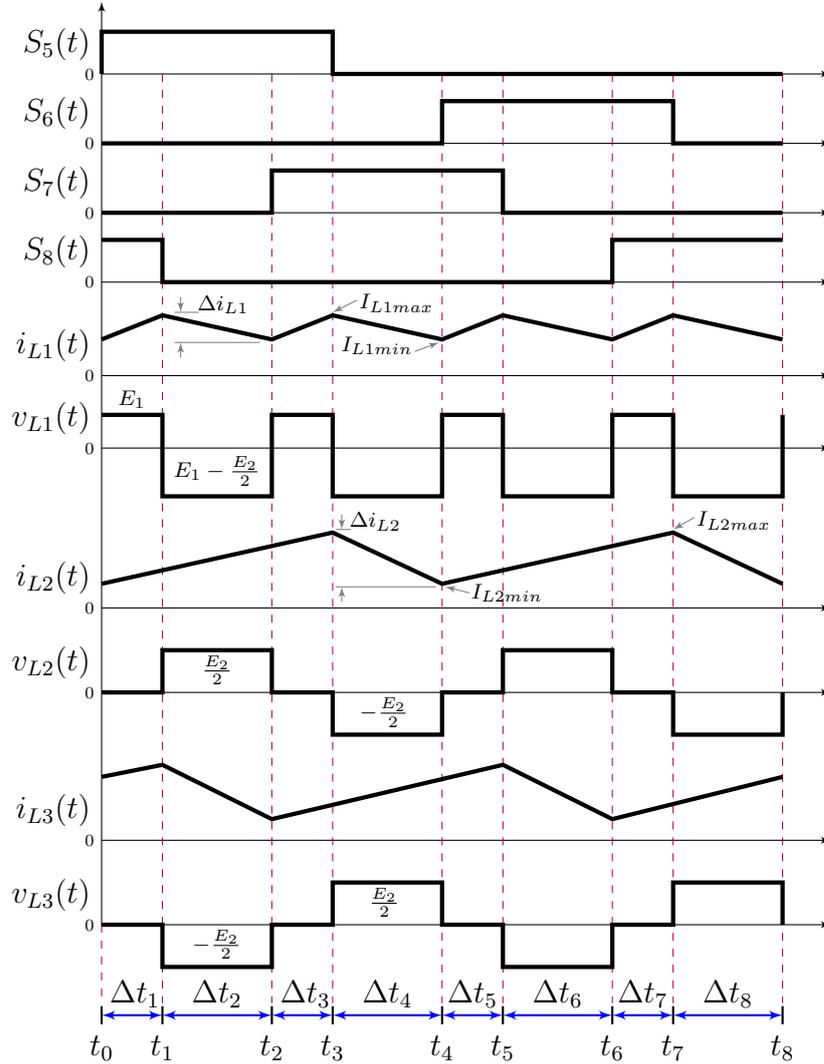
2.1.9 Análise qualitativa da operação como Boost

Finalizada a análise das etapas de operação no sentido Boost, as figuras a seguir traduzem e representam graficamente o comportamento do circuito nas oito etapas de operação, que formam o período T_s , clarificadas anteriormente.

A Figura 21 exprime o comportamento das tensões e correntes ideais sobre o indutor principal L_1 e indutores acoplados L_2 e L_3 .

Examinando a Figura 21, se constata que a frequência de i_{L1} é o dobro da frequência dos indutores acoplados, como a topologia previa. Além disso, é possível verificar a defasagem de 180° entre as fases L_2 e L_3 gerada pela modulação PS aplicada ao chaveamento. A ondulação Δi_{L1} é inferior às ondulações Δi_{L2} e Δi_{L3} dos indutores acoplados, devido ao cancelamento parcial provocado pelos mesmos. Enquanto que na Figura 22 são apresentados os principais esforços nos demais componentes que compõem o conversor.

Figura 21 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Boost

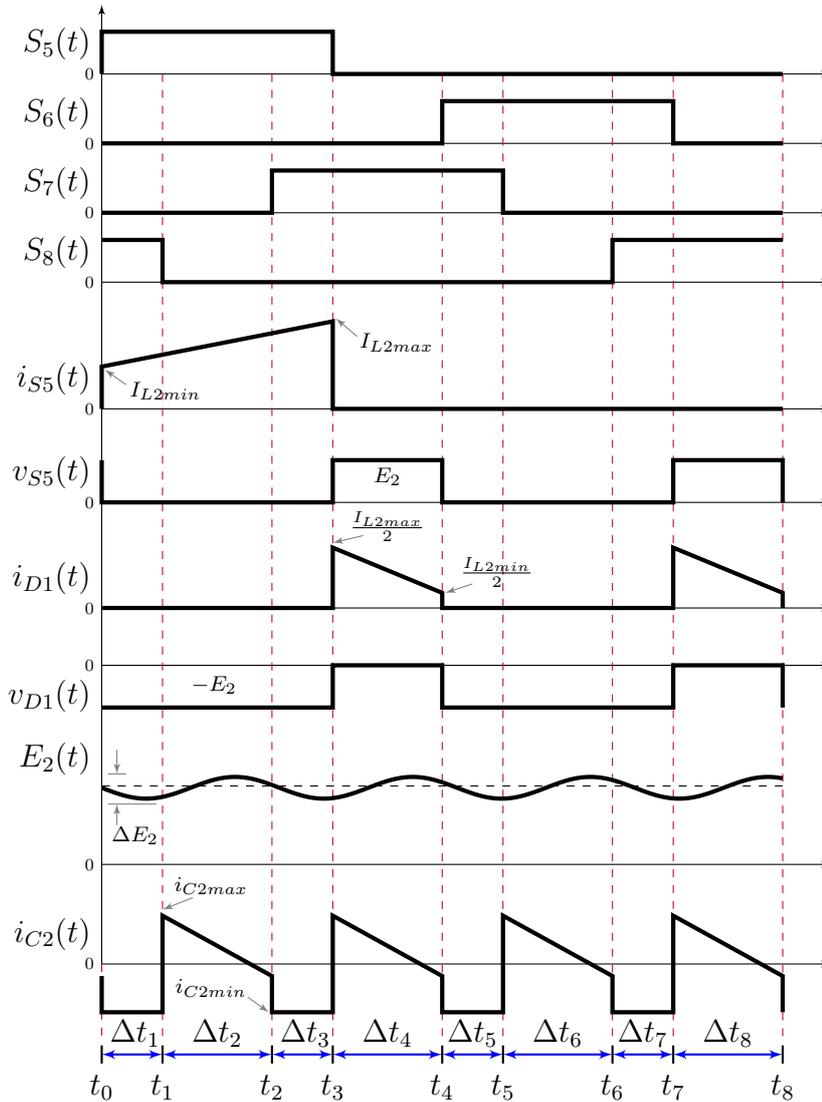


Fonte: Adaptado de Mayer (2019).

Examinando a Figura 22, se verificam os esforços nos interruptores do grupo inferior, representados por i_{S5} e v_{S5} , os esforços nos diodos dos interruptores do grupo superior, demonstrados por i_{D1} e v_{D1} , a tensão na carga E_2 e a corrente em C_2 . A derivada ascendente de i_{S5} é a mesma de i_{L2} em suas amplitudes mínima e máxima, pois nas três primeiras etapas, L_2 está em série com S_5 , desta forma $i_{L2} = i_{S5}$. A tensão v_{S5} permanece nula nas três primeiras etapas visto que o interruptor se encontra em condução. Na 4ª e na 8ª etapa, $v_{S5} = E_2$ pois com os diodos de S_1 e S_2 conduzindo, a tensão de saída se encontra sobre S_5 . Nas demais etapas $v_{S5} = 0$ visto que S_6 está em condução. Para o diodo de S_1 se tem metade de i_{L2} na 4ª e na 8ª etapa em razão do diodo de S_2 também estar conduzindo e dividir a outra metade de i_{L2} . Nas demais etapas não há circulação de corrente no diodo de S_1 porque nestas se dispõe de interruptores fechados no grupo inferior que desviam a corrente para o barramento negativo da fonte. Com relação a v_{D1} , se excetuando as etapas

em que o diodo de S_1 está em condução, o mesmo recebe $-E_2$, visto que nestas o diodo fica reversamente polarizado. A tensão na carga E_2 é mantida nos intervalos ímpares pela descarga do capacitor C_2 e nos intervalos pares pela energia transferida por L_1 , gerando uma flutuação denominada ΔE_2 , assim como a corrente i_{C2} também resulta da descarga de C_2 nos intervalos ímpares e da carga nos intervalos pares.

Figura 22 – Principais esforços nos componentes da operação como Boost



Fonte: Adaptado de Mayer (2019).

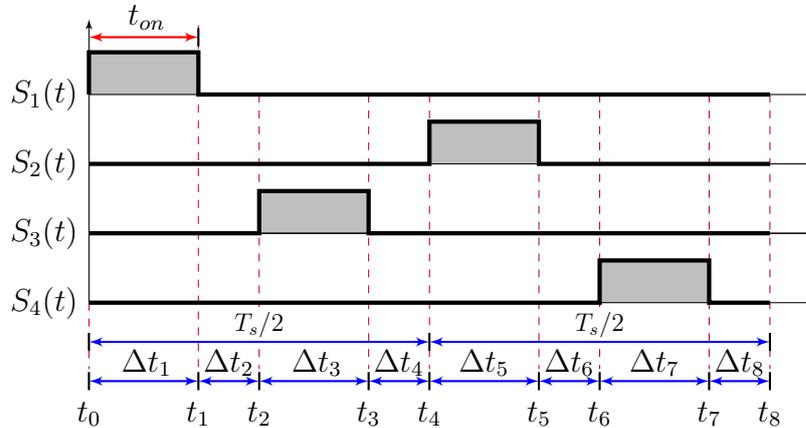
2.2 ANÁLISE QUALITATIVA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO BUCK

No tipo de operação como Buck o conversor opera com uma razão cíclica na região $0 < D < \frac{1}{4}$ de T_s . Na Figura 23 é apresentado o esquema de comando para este tipo de operação, que também é tido como operação de regeneração.

No diagrama da Figura 23, se verifica que não ocorre a sobreposição dos sinais de comando como intercorre no tipo Boost. Nos intervalos Δt ímpares, apenas um interruptor

do grupo superior fica conduzindo, enquanto que nos intervalos Δt pares, todos os interruptores estão desligados. Com relação à duração de cada etapa, prevalecem as definições de (2.1).

Figura 23 – Razão cíclica no sentido Buck



Fonte: Mayer et al. (2017).

2.2.1 Primeira etapa

Agora com o fluxo de potência fluindo da porta E_2 para a porta E_1 , é inserida uma resistência R_2 para simular a carga ou recarga da bateria.

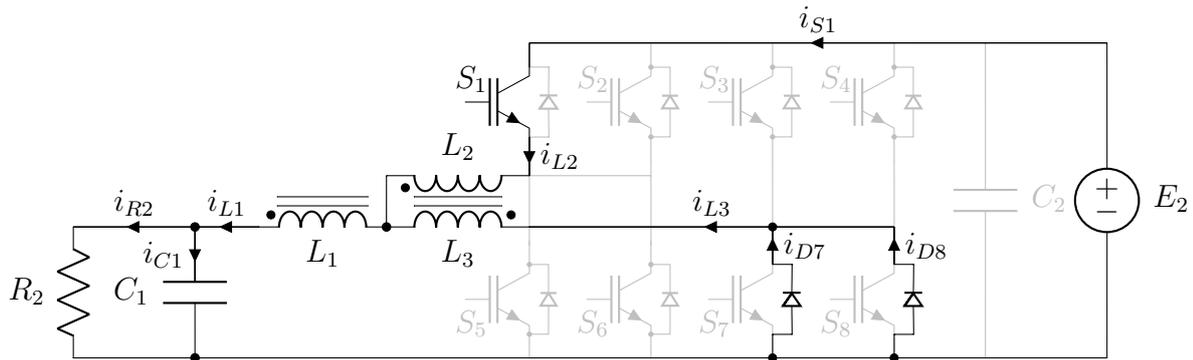
Na 1ª etapa de operação como Buck, representada na Figura 24, o interruptor S_1 inicia a condução em t_0 , proporcionando que a corrente i_{L1} do indutor principal seja incrementada linearmente até que a condução de S_1 seja cessada em t_1 . A queda de tensão v_{L1} é produto de $E_2/2 - E_1$ visto que, do lado do não-ponto, v_{L1} tem a tensão de $E_2/2$ fornecida por v_{L2} do indutor acoplado que se comporta como um autotransformador, e do lado do ponto se tem a tensão de saída E_1 . No indutor acoplado, se observa que i_{L2} é incrementada pela corrente proveniente de E_2 e i_{L3} flui para o barramento negativo via diodos dos interruptores S_7 e S_8 que entram em condução devido ao potencial de v_{L3} ser menor que o potencial do barramento negativo.

2.2.2 Segunda, quarta, sexta e oitava etapas

As etapas Δt pares estão agrupadas nesta subseção pois representam os intervalos onde nenhum interruptor está em condução, como consta na Figura 25. Nestas etapas, representadas pelos intervalos Δt_2 , Δt_4 , Δt_6 e Δt_8 , como nenhum interruptor do grupo superior está em condução, a porta E_2 fica isolada do restante do circuito, e estando v_{L1} com potencial negativo da carga ($-E_1$), faz com que todos os diodos do grupo inferior entrem em condução. Com isso, a corrente armazenada em L_1 é direcionada para a carga que juntamente com a tensão armazenada em C_1 , fornecem energia à R_2 . As correntes

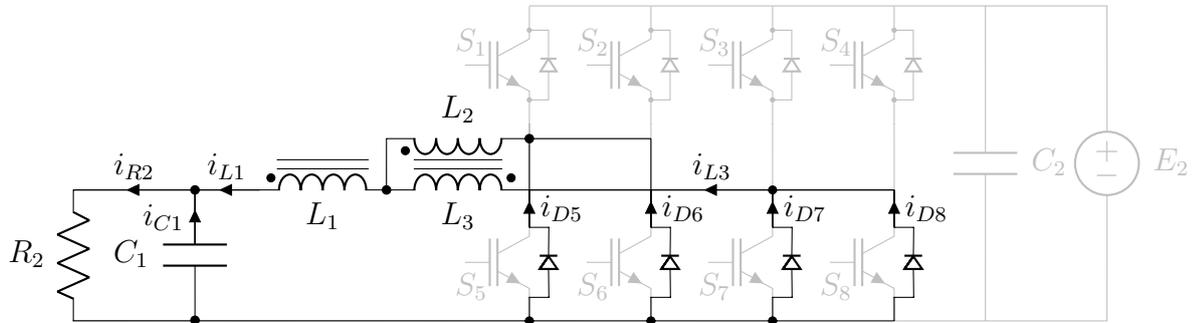
i_{L2} e i_{L3} estão em uma derivada descendente devido à conexão momentânea em paralelo de L_2 com L_3 que anula o fluxo magnético e a tensão sobre os mesmos. Ressalta-se que, a amplitude de i_{L2} e i_{L3} nos intervalos Δt pares, depende da situação que a corrente do indutor correspondente se encontrava no intervalo anterior. Como eles estão defasados em 180° , quando uma das correntes inicia a descarga, a corrente do indutor oposto está no final da reta de descarga.

Figura 24 – 1ª etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 25 – 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas de operação

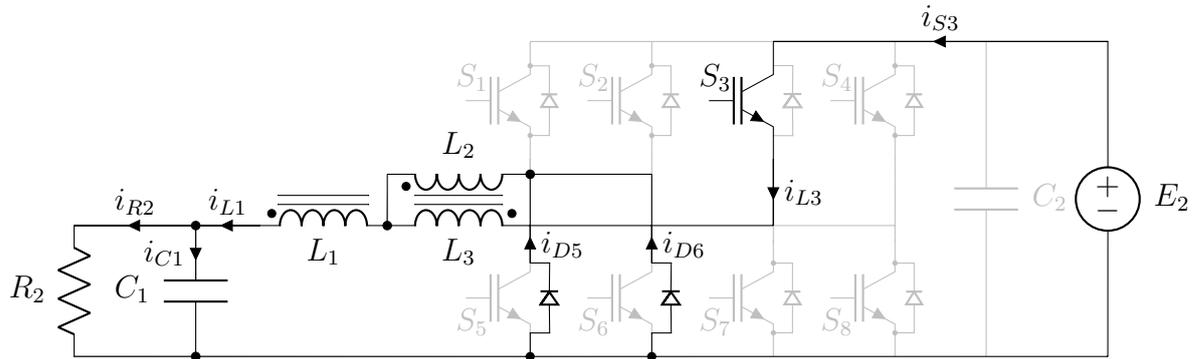


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.2.3 Terceira etapa

Na Figura 26 se verifica que, iniciando a 3ª etapa em t_2 , S_3 entra em condução, conectando a porta E_2 à saída do circuito via L_3 . Com o reinício do armazenamento de corrente em i_{L1} , v_{L1} volta a ter uma queda de tensão de $E_2/2 - E_1$. Estando v_{L3} energizado com a metade positiva de E_2 , se inicia o armazenamento i_{L3} , consequentemente v_{L2} fica com a metade negativa, devido a ligação do indutor acoplado estar disposto no momento como um autotransformador, fazendo com que os diodos de S_5 e S_6 entrem em condução, prosseguindo a continuidade da descarga de i_{L2} da etapa anterior. Em t_3 , S_3 é bloqueado.

Figura 26 – 3ª etapa de operação

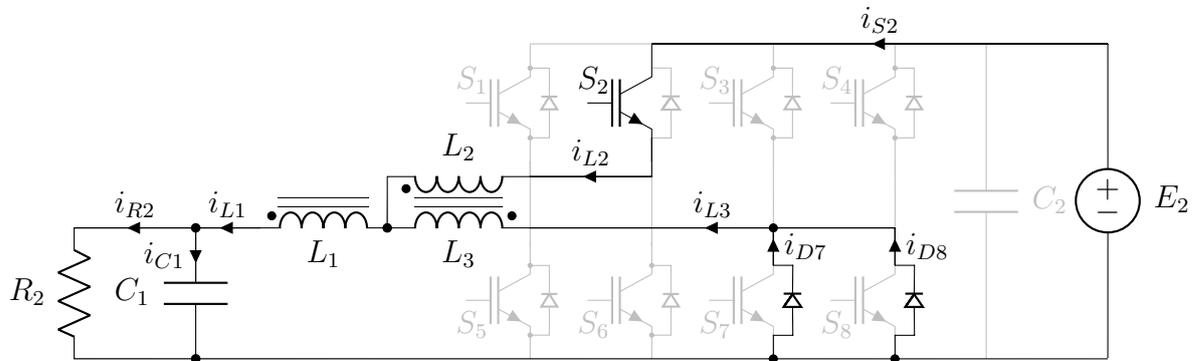


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.2.4 Quinta etapa

Na 5ª etapa, em t_4 , S_2 inicia sua condução. Esta etapa é semelhante a 1ª, no que concerne as tensões e correntes sobre os indutores, visto que a porta E_2 fornece energia à carga via L_2 , que concentra metade de E_2 , consecutivamente v_{L3} fica com a parcela negativa, possibilitando que os diodos S_7 e S_8 entrem em condução. A Figura 27 apresenta esta etapa que é finalizada com o bloqueio de S_2 em t_5 .

Figura 27 – 5ª etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

2.2.5 Sétima etapa

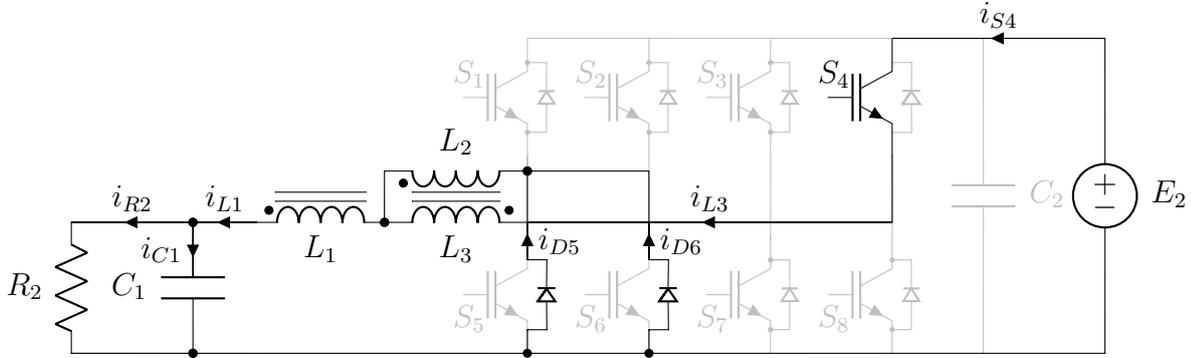
A 7ª etapa é marcada pelo início da condução de S_4 em t_6 . Como na 3ª etapa, a porta E_2 fornece energia à saída via L_3 , e com $v_{L2} = -E_2/2$, os diodos de S_5 e S_6 estabelecem a condução até S_4 ser bloqueado em t_7 . A Figura 28 evidencia esta etapa.

2.2.6 Análise qualitativa da operação como Buck

Encerrado o estudo das etapas de operação como Buck, a exemplo do que foi realizado na operação Boost, as figuras na sequência, traduzem e representam graficamente

o comportamento do circuito nas 8 etapas de operação, que formam o período T_s , explanadas nas subseções anteriores.

Figura 28 – 7^a etapa de operação



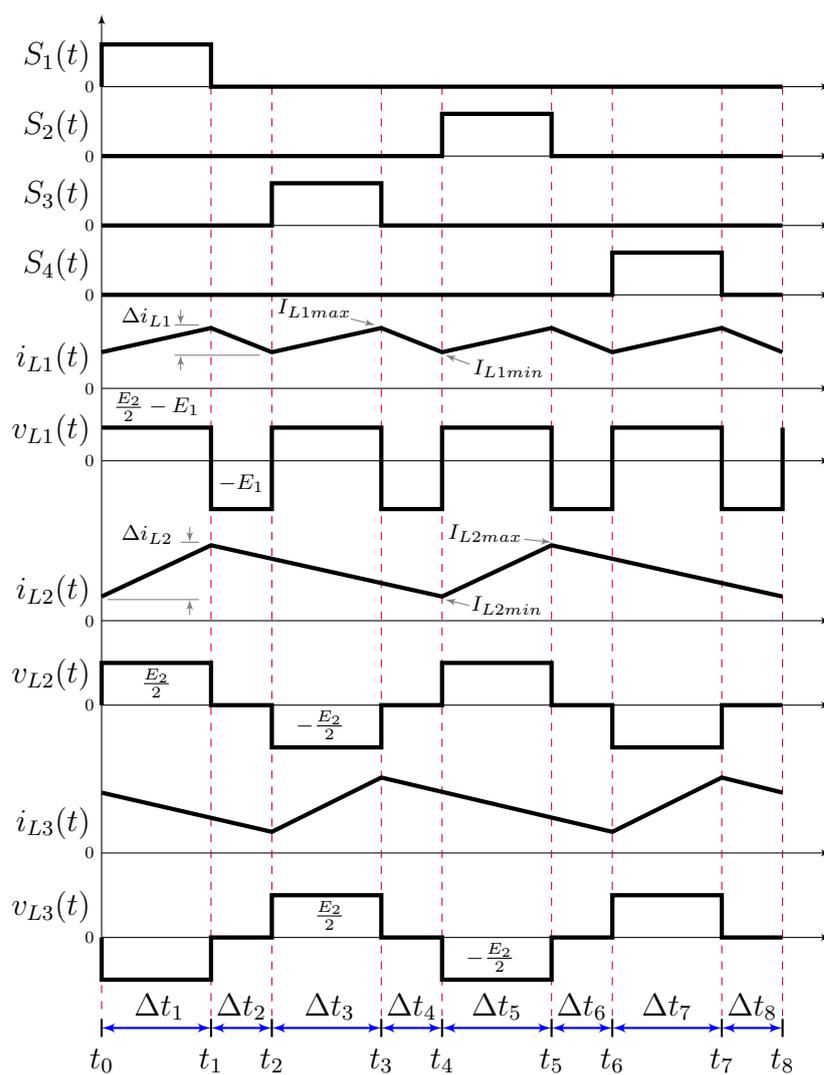
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 29 demonstra o comportamento das tensões e correntes ideais sobre o indutor principal L_1 e indutores acoplados L_2 e L_3 na operação Buck. Nesta figura, se verifica que a frequência imposta à L_1 é o dobro da frequência dos indutores L_2/L_3 , com era pressuposto na topologia. Além disso é possível verificar a defasagem de 180° entre as fases L_2 e L_3 gerada pela modulação PS aplicada ao chaveamento. A ondulação Δi_{L1} é inferior às ondulações Δi_{L2} e Δi_{L3} dos indutores acoplados, devido ao cancelamento parcial provocado pelos mesmos.

Na Figura 30 são exibidos os principais esforços nos demais componentes que compõem o conversor. Nesta figura, verificam-se os esforços nos interruptores do grupo superior, representados por i_{S1} e v_{S1} , os esforços nos diodos dos interruptores do grupo inferior, demonstrados por i_{D5} e v_{D5} , a tensão na carga E_1 e a corrente em C_1 .

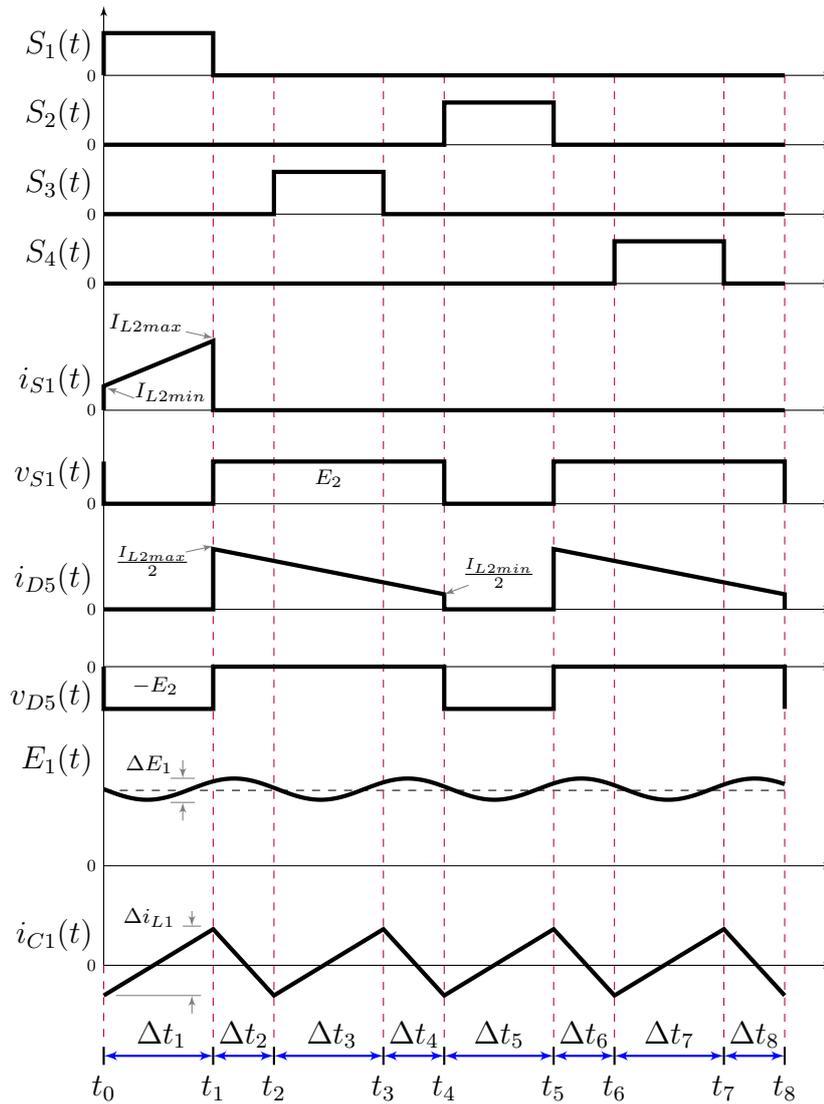
A reta de carga de i_{S1} é igual a i_{L2} em suas amplitudes mínima e máxima, pois na 1^a etapa, S_1 está em série com L_2 , desta forma $i_{S1} = i_{L2}$. A tensão v_{S1} permanece nula, visto que o interruptor se encontra em condução. Esta nulidade volta a ocorrer no intervalo Δt_5 devido a condução de S_2 . Nos demais intervalos $v_{S1} = E_2$. O diodo de S_5 não conduz na 1^a e 5^a etapas pois nestas existe um interruptor do grupo superior conduzindo, desviando a corrente. Nas demais etapas, o diodo de S_5 direciona metade da corrente armazenada em i_{L2} , enquanto a outra metade flui pelo diodo de S_6 . Intrinsecamente o diodo de S_5 permanece bloqueado nas etapas 1 e 5 onde não conduz, polarizado reversamente com E_2 . A tensão na carga E_1 flutua em torno de uma faixa ΔE_1 condicionada nos intervalos ímpares pela energia transferida por L_1 e nos intervalos pares, além da energia de L_1 , pela descarga do capacitor C_1 . A derivada de corrente do capacitor C_1 resulta da carga e descarga de L_1 , desta forma a variação de i_{C1} é igual a Δi_{L1} . A ondulação de tensão sobre C_1 (ripple) também ocorre em $4f_s$.

Figura 29 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Buck



Fonte: Adaptado de Mayer (2019).

Figura 30 – Principais esforços nos componentes da operação como Buck



Fonte: Adaptado de Mayer (2019).

3 MODELAGEM DO CONVERSOR

Para projetar e implementar um sistema de controle linear em um conversor eletrônico, é fundamental se obter as funções de transferência (FT) que representam o comportamento dinâmico do conversor.

Em geral os conversores estáticos são sistemas que apresentam um comportamento não linear e descontínuo no tempo (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). A modelagem consiste em representar matematicamente, por meio de equações, os estados topológicos do circuito de um conversor (SARIF; PEI; ANNUAR, 2018). Diversas técnicas de modelagem são utilizadas para equacionar o modelo médio de um conversor, durante um período de comutação, para se obter o comportamento dinâmico do mesmo (DALALA et al., 2018).

Uma técnica utilizada para a modelagem de conversores estáticos operando com PWM é a média em espaço de estado. Nesta técnica, uma média ponderada dos modelos, referentes a cada etapa de operação do conversor em relação a razão cíclica, é calculada, em um período T_s , através de uma representação vetorial–matricial (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991).

3.1 ESPAÇO DE ESTADOS

Enquanto que o controle clássico é baseado na relação entrada–saída (FT), no controle moderno, uma equação diferencial de ordem n , pode ser representada por uma equação diferencial vetorial–matricial de primeira ordem.

o modelo matemático básico de um sistema dinâmico é constituído pelas equações diferenciais que exprimem as leis físicas que descrevem o comportamento desse sistema, o qual é representado no domínio do tempo. A partir desses modelos básicos, outras formas do modelo matemático podem ser obtidas. (MAYA, 2014).

Utilizando a representação vetorial–matricial, o modelo matemático do sistema de equações é simplificado (OGATA, 2010). A equação (3.1) apresenta esta estrutura.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_p(t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Onde, $x(t)$ é o vetor de estados, $u(t)$ é o vetor de entrada e $y(t)$ é o vetor de saída.

Da forma matricial $x(t)$ e $u(t)$, se deriva a equação (3.2) :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (3.2)$$

Quando as grandezas de saída não são os estados, mas uma combinação deles, então se define a equação (3.3).

$$y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t) \quad (3.3)$$

Onde $y(t)$ é o vetor determinado pelas grandezas desejadas, sendo $C(x)$ e $E(u)$ matrizes com termos constantes.

Combinando (3.2) com (3.3), resulta na Equação de Estados do sistema (3.4)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.4)$$

Para se determinar o modelo dinâmico do conversor são selecionadas variáveis de estado. Normalmente como variáveis de estado são escolhidas as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores, sendo estes os elementos armazenadores que compõem o circuito e determinam a ordem das matrizes no espaço de estado (MAYA, 2014). Em regime permanente, o valor médio da tensão no indutor e o valor médio da corrente no capacitor são nulas, mas em regime transitório, os valores médios destas grandezas em um período de comutação são dados por:

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} \quad (3.5)$$

$$C \frac{d\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_C(t) \rangle_{T_s} \quad (3.6)$$

Onde,

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (3.7)$$

$\langle x(t) \rangle$ representa a média de x em um período T_s .

É possível escolher qualquer variável do circuito para realizar a modelagem (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). Mesmo com o aumento do número das variáveis de estado, a complexidade das equações não é influenciada (OGATA, 2010).

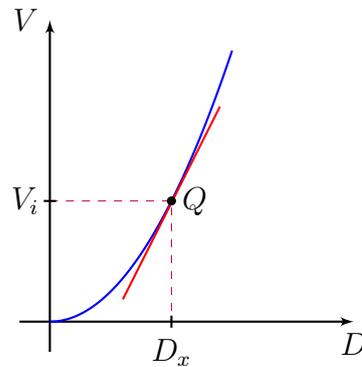
Com as matrizes de espaço de estados que representam os circuitos em cada etapa de operação definidas, a matriz média, que constitui o sistema completo, é representada pela multiplicação linear das matrizes de cada etapa de operação, ponderadas pelo intervalo Δt , relativo a cada etapa de operação (FUZATO, 2015). Desta forma, as variáveis de estado são representadas por equações diferenciais que reproduzem a dinâmica do sistema.

Segundo Yue, Wang e Blaabjerg (2018), a técnica da média em espaço de estado é indicada para se obter a dinâmica do conversor abaixo da metade da frequência de chaveamento, respeitando o critério de Nyquist.

3.1.1 Linearização

O estudo do comportamento dinâmico de um conversor pode ser realizado através de técnicas de linearização. A linearização de pequenos sinais se refere à aproximação de um sistema não linear em torno de um ponto de operação, exemplificado na Figura 31, com pequenas perturbações de sinais. Esta linearização fornece um modelo dinâmico de pequeno sinal linear e invariante no tempo (LTI) (YUE; WANG; BLAABJERG, 2018).

Figura 31 – Linearização em torno de um ponto de operação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 31, a curva em azul representa um sistema não linear, a reta vermelha representa a linearização em torno de um ponto de operação Q , exemplificado por uma razão cíclica D_x .

O modelo médio de pequenos sinais para conversores é discutido por Erickson e Maksimovic (2001), onde o conversor é analisado pela injeção de uma perturbação nas variáveis de estado (3.8) do sistema. Essa técnica não é adequada para conversores de ordem superior, pois se torna muito complexa e menos precisa (DALALA et al., 2018). O modelo de média de pequeno sinal é uma boa ferramenta para o projeto do controlador, mas sua precisão é questionável em alta frequência porque elimina as informações presentes (YUE; WANG; BLAABJERG, 2018).

$$\begin{cases} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t) & , |\mathbf{X}| \gg |\hat{\mathbf{x}}(t)| \\ \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t) & , |\mathbf{U}| \gg |\hat{\mathbf{u}}(t)| \\ \langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) & , |\mathbf{Y}| \gg |\hat{\mathbf{y}}(t)| \\ \langle d(t) \rangle_{T_s} = D + \hat{d}(t) & , |D| \gg |\hat{d}(t)| \end{cases} \quad (3.8)$$

Nas seções seguintes, são analisadas de forma individual ambos os sentidos de operação do conversor, visto que apresentam etapas de operação distintas e conseqüentemente dinâmicas diferentes.

3.2 MODELAGEM PARA OPERAÇÃO BOOST

Antes do início da análise de cada etapa de operação são escolhidas as variáveis de estado. Como indicado na subseção anterior, foram adotadas as seguintes variáveis de estado:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{d\langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L1}(t) \rangle_{T_s} \\ L_2 \frac{d\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L2}(t) \rangle_{T_s} \\ L_3 \frac{d\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L3}(t) \rangle_{T_s} \\ C_2 \frac{d\langle v_{C2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{C2}(t) \rangle_{T_s} \end{array} \right. \quad (3.9)$$

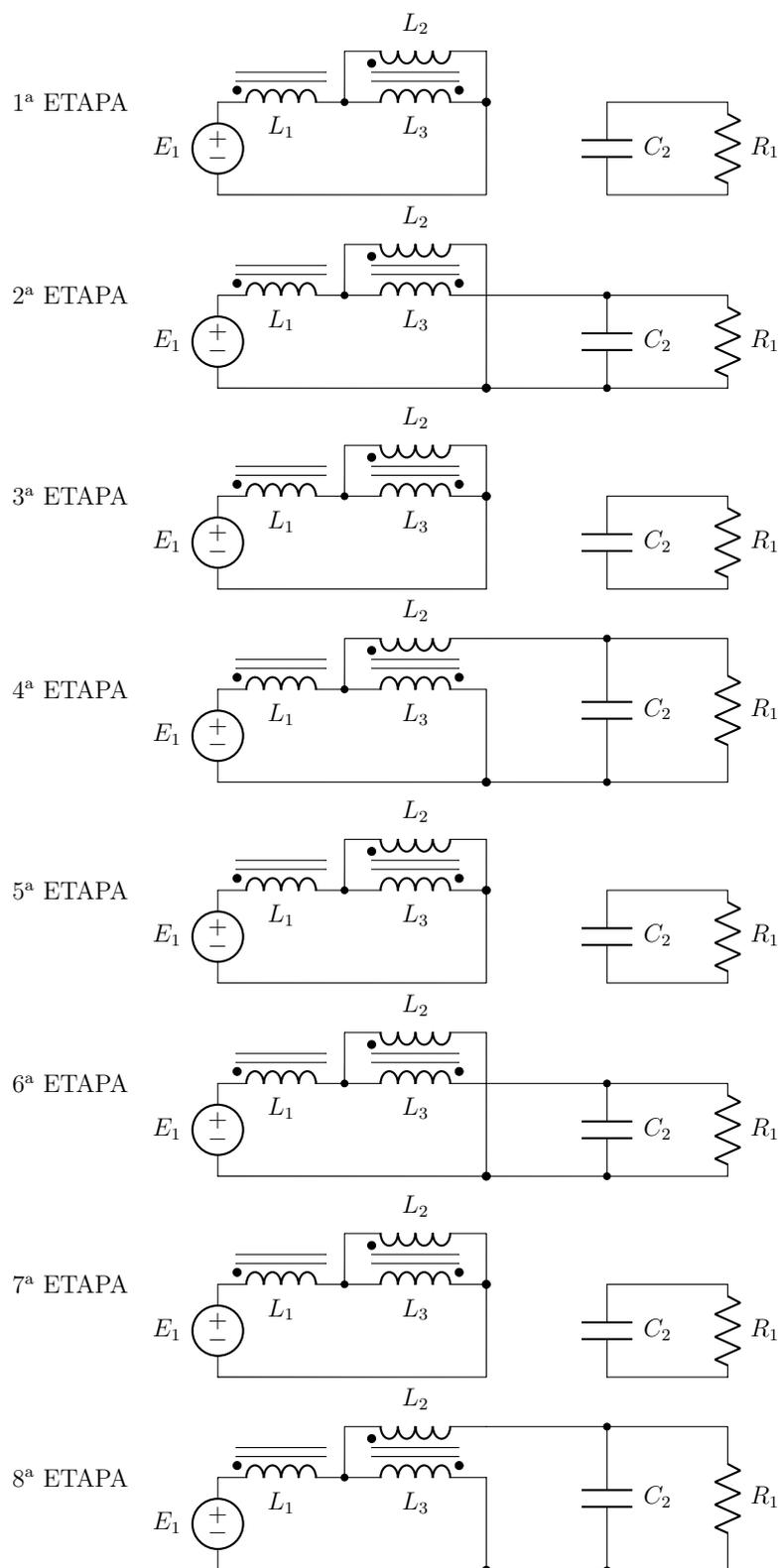
3.2.1 Análise quantitativa das etapas de operação

Examinando os circuitos das oito etapas de operação que compõem o sentido Boost, representados nas Figuras 13 a 20, suprimindo os elementos que não estão em condução nestas etapas e considerando os diodos ideais, é possível representar todas as etapas na Figura 32.

Agora, examinando os circuitos da Figura 32, são verificadas algumas particularidades. É constatado que as etapas 1, 3, 5 e 7 são semelhantes. Considerando os interruptores ideais, para o critério da modelagem, estas etapas são consideradas equivalentes. O mesmo ocorre com as etapas 2 e 6, e 4 e 8. Desta forma, os circuitos que correspondem às oito etapas de operação no sentido Boost, podem ser representados por apenas três circuitos.

Contudo, para uma maior aproximação entre os modelos matemáticos e o circuito chaveado, é de fundamental importância considerar a existência das resistências intrínsecas, presentes nos elementos armazenadores de energia. Desta forma, se garante que os modelos matemáticos obtidos tenham dinâmica semelhante, quando comparados a dinâmica do circuito chaveado, o que garante um controle mais preciso e eficiente (NARASIMHARAJU; DUBEY; SINGH, 2010). Neste sentido de operação são consideradas a R_{se} do indutor principal L_1 e do capacitor de saída C_2 . Não é considerada a R_{se} dos indutores L_2 e L_3 , pois estes elementos não têm como função principal armazenar energia.

Figura 32 – Etapas de operação sentido Boost

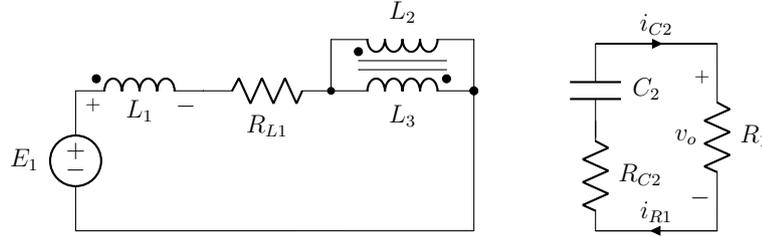


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

3.2.2 Etapas de operação 1, 3, 5 e 7

A Figura 33 representa as etapas de operação 1, 3, 5 e 7.

Figura 33 – Circuito equivalente das etapas 1, 3, 5, e 7



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Analisando o circuito da Figura 33, na malha de L_1 :

$$E_1 = v_{L1} + v_{RL1} + v_{L2} \quad (3.10)$$

Considerando v_{L2} com tensão nula e $E_1 = u_1$:

$$v_{L1} + i_{L1} \cdot R_{L1} = u_1 \quad (3.11)$$

Assim, a equação diferencial de i_{L1} é dada por:

$$\dot{x}_1 = \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = -\frac{R_{L1}}{L_1}i_{L1} + \frac{1}{L_1}u_1 \quad (3.12)$$

Nas malhas de L_2 e L_3 , os indutores acoplados estão momentaneamente conectados de forma subtrativa, então:

$$v_{L2} = v_{L3} = 0 \quad (3.13)$$

Assim, as equações de i_{L2} e i_{L3} são:

$$\dot{x}_2 = \dot{x}_3 = 0 \quad (3.14)$$

Na malha do filtro de saída:

$$i_{C2} + i_{R1} = 0 \quad (3.15)$$

$$i_{C2} = -\frac{1}{R_1}v_{C2} \quad (3.16)$$

A equação diferencial de v_{C2} é:

$$\dot{x}_4 = \frac{d\hat{v}_{C2}}{dt} = -\frac{1}{R_1 C_2} v_{C2} \quad (3.17)$$

A matriz de estados que representa as etapas 1, 3, 5 e 7 é:

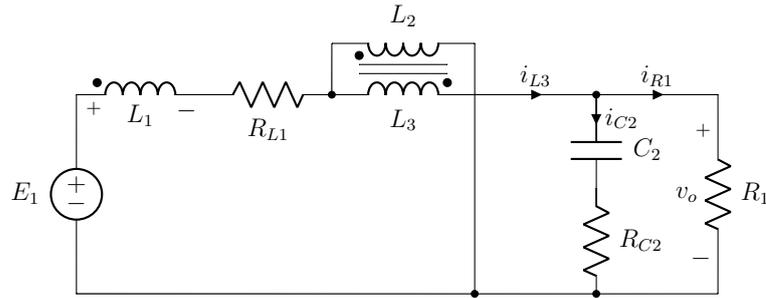
$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (3.18)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_1(t)] \quad (3.19)$$

3.2.3 Etapas de operação 2 e 6

A Figura 34 exibe as etapas de operação 2 e 6.

Figura 34 – Circuito equivalente das etapas 2 e 6



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Observando o circuito da Figura 34, na malha de L_1 :

$$E_1 = v_{L1} + v_{RL1} + v_{L2} \quad (3.20)$$

$$\text{Sendo } v_{L2} = \frac{E_2}{2} = \frac{v_o}{2}$$

$$v_{L1} + i_{L1} \cdot R_{L1} = u_1 - \frac{v_o}{2} \quad (3.21)$$

Onde,

$$v_o = v_{C2} + v_{RC2} \quad (3.22)$$

$$v_o = v_{C2} + i_{C2} \cdot R_{C2} \quad (3.23)$$

$$v_o = v_{C2} + (i_{L3} - i_{R1})R_{C2} \quad (3.24)$$

Considerando $i_{L3} = \frac{i_{L1}}{2}$

$$v_o = -\frac{R_{C2}}{2}i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)v_{C2} \quad (3.25)$$

Substituindo (3.25) em (3.21),

$$v_{L1} = \left(\frac{R_{C2}}{4} - R_{L1}\right)i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)}{2}v_{C2} + u_1 \quad (3.26)$$

A equação diferencial de i_{L1} é dada por:

$$\dot{x}_1 = \frac{d i_{L1}}{dt} = \frac{\left(\frac{R_{C2}}{4} - R_{L1}\right)}{L_1}i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)}{2L_1}v_{C2} + \frac{1}{L_1}u_1 \quad (3.27)$$

Na malha de L_2 , sendo:

$$v_{L2} = \frac{v_o}{2} \quad (3.28)$$

$$v_{L2} = \frac{\left[-\frac{R_{C2}}{2}i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)v_{C2}\right]}{2} \quad (3.29)$$

A equação de i_{L2} é dada por:

$$\dot{x}_2 = \frac{d i_{L2}}{dt} = -\frac{R_{C2}}{4L_2}i_{L1} + \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)}{2L_2}v_{C2} \quad (3.30)$$

Na malha de L_3 , sendo

$$v_{L3} = -\frac{E_2}{2} = -\frac{v_o}{2} \quad (3.31)$$

$$v_{L3} = -\frac{\left[-\frac{R_{C2}}{2}i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)v_{C2}\right]}{2} \quad (3.32)$$

A equação de i_{L3} é dada por:

$$\dot{x}_3 = \frac{d_{i_{L3}}}{dt} = \frac{R_{C2}}{4L_3}i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)v_{C2}}{2L_3} \quad (3.33)$$

Na malha de C_2

$$i_{C2} = i_{L3} - i_{R1} \quad (3.34)$$

Sendo $i_{L3} = \frac{i_{L1}}{2}$

$$i_{C2} = \frac{1}{2}i_{L1} - \frac{1}{R_1}v_{C2} \quad (3.35)$$

A equação diferencial de v_{C2} é dada por:

$$\dot{x}_4 = \frac{d_{v_{C2}}}{dt} = \frac{1}{2C_2}i_{L1} - \frac{1}{R_1C_2}v_{C2} \quad (3.36)$$

A matriz de estados que representa as etapas 2 e 6 é:

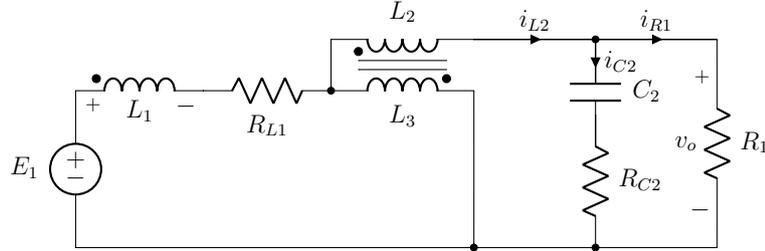
$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C2}}{4} - R_{L1}\right) & 0 & 0 & -\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) \\ L_1 & & & 2L_1 \\ -\frac{R_{C2}}{4L_2} & 0 & 0 & \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) \\ \frac{R_{C2}}{4L_3} & 0 & 0 & -\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) \\ \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (3.37)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_1(t)] \quad (3.38)$$

3.2.4 Etapas de operação 4 e 8

A Figura 35 expõe as etapas de operação 4 e 8.

Figura 35 – Circuito equivalente das etapas 4 e 8



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Examinando o circuito da malha de L_1 na Figura 35:

$$E_1 = v_{L1} + v_{RL1} - v_{L3} \quad (3.39)$$

$$\text{Sendo } -v_{L3} = \frac{E_2}{2} = \frac{v_o}{2}$$

$$v_{L1} + i_{L1} \cdot R_{L1} = u_1 - \frac{v_o}{2} \quad (3.40)$$

Onde,

$$v_o = v_{C2} + v_{RC2} \quad (3.41)$$

$$v_o = v_{C2} + i_{C2} \cdot R_{C2} \quad (3.42)$$

$$v_o = v_{C2} + (i_{L2} - i_{R1})R_{C2} \quad (3.43)$$

$$\text{Considerando } i_{L2} = \frac{i_{L1}}{2}$$

$$v_o = -\frac{R_{C2}}{2}i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)v_{C2} \quad (3.44)$$

Substituindo (3.44) em (3.40),

$$v_{L1} = \left(\frac{R_{C2}}{4} - R_{L1}\right)i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)}{2}v_{C2} + u_1 \quad (3.45)$$

A equação diferencial de i_{L1} é dada por:

$$\dot{x}_1 = \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = \frac{\left(\frac{R_{C2}}{4} - R_{L1}\right)}{L_1} i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)}{2L_1} v_{C2} + \frac{1}{L_1} u_1 \quad (3.46)$$

Analisando a malha de L_2 :

$$v_{L2} = -\frac{E_2}{2} = -\frac{v_o}{2} \quad (3.47)$$

$$v_{L2} = -\frac{\left[-\frac{R_{C2}}{2} i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) v_{C2}\right]}{2} \quad (3.48)$$

A equação diferencial de i_{L2} é dada por:

$$\dot{x}_2 = \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \frac{R_{C2}}{4L_2} i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)}{2L_2} v_{C2} \quad (3.49)$$

Analisando a malha de L_3 :

$$v_{L3} = \frac{v_o}{2} \quad (3.50)$$

$$v_{L3} = \frac{\left[-\frac{R_{C2}}{2} i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) v_{C2}\right]}{2} \quad (3.51)$$

A equação diferencial de i_{L3} é dada por:

$$\dot{x}_3 = \frac{d\hat{i}_{L3}}{dt} = -\frac{R_{C2}}{4L_3} i_{L1} + \frac{\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right)}{2L_3} v_{C2} \quad (3.52)$$

Analisando a malha de C_2 :

$$i_{C2} = i_{L2} - i_{R1} \quad (3.53)$$

Sendo $i_{L2} = \frac{i_{L1}}{2}$

$$i_{C2} = \frac{1}{2} i_{L1} - \frac{1}{R_1} v_{C2} \quad (3.54)$$

A equação diferencial de v_{C2} é dada por:

$$\dot{x}_4 = \frac{d\hat{v}_{C2}}{dt} = \frac{1}{2C_2} i_{L1} - \frac{1}{R_1 C_2} v_{C2} \quad (3.55)$$

A matriz de estados que representa as etapas 4 e 8 é:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C2}}{4} - R_{L1}\right) & 0 & 0 & -\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) \\ L_1 & & & 2L_1 \\ \frac{R_{C2}}{4L_2} & 0 & 0 & -\left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) \\ -\frac{R_{C2}}{4L_3} & 0 & 0 & \left(1 + \frac{R_{C2}}{R_1}\right) \\ \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (3.56)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_1(t)] \quad (3.57)$$

3.2.5 Modelo CA médio

As equações de estado que representam as oito etapas de operação são:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.58)$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.59)$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_4 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_4 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_4 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_4 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.60)$$

Onde (3.58) se refere as matrizes das etapas 1, 3, 5 e 7, (3.59) as matrizes das etapas 2 e 6, e (3.60) se aludi as matrizes das etapas 4 e 8.

Reformulando, agrupando e organizando as equações de cada etapa, se obtêm as equações de estado médias não-lineares do modelo CA para um período T_s . O detalhamento deste equacionamento está no Apêndice A.1.

$$\mathbf{K} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [d(t)2\mathbf{A}_1 + d'(t)\mathbf{A}_2 + d'(t)\mathbf{A}_4] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + [d(t)2\mathbf{B}_1 + d'(t)\mathbf{B}_2 + d'(t)\mathbf{B}_4] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \quad (3.61)$$

$$\langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} = [d(t)2\mathbf{C}_1 + d'(t)\mathbf{C}_2 + d'(t)\mathbf{C}_4] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + [d(t)2\mathbf{E}_1 + d'(t)\mathbf{E}_2 + d'(t)\mathbf{E}_4] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \quad (3.62)$$

Onde,

$$d = \frac{\Delta_{t1}}{T_s} = \frac{\Delta_{t3}}{T_s} = \frac{\Delta_{t5}}{T_s} = \frac{\Delta_{t7}}{T_s} = \left(\frac{4D - 1}{4} \right) T_s \quad (3.63)$$

e,

$$d' = \Delta_{t2} = \Delta_{t4} = \Delta_{t6} = \Delta_{t8} = \left(\frac{1 - 2D}{2} \right) T_s \quad (3.64)$$

3.2.6 Operação em regime permanente

Quando o conversor opera em regime permanente, $\langle \mathbf{x} \rangle = 0$.

$$0 = AX + BU \quad (3.65)$$

$$Y = CX + EU \quad (3.66)$$

Isolando X em (3.65) e substituindo em (3.66):

$$X = -A^{-1}BU \quad (3.67)$$

$$Y = (-CA^{-1}B + E)U \quad (3.68)$$

Neste caso, toda as derivadas dos elementos são iguais a zero e as variáveis estão em equilíbrio.

$$\begin{cases} A = 2\mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2D' + \mathbf{A}_4D' \\ B = 2\mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2D' + \mathbf{B}_4D' \\ C = 2\mathbf{C}_1D + \mathbf{C}_2D' + \mathbf{C}_4D' \\ E = 2\mathbf{E}_1D + \mathbf{E}_2D' + \mathbf{E}_4D' \end{cases} \quad (3.69)$$

3.2.7 Perturbação e linearização

Considerando pequenas variações nos vetores $\langle u(t) \rangle$, $\langle y(t) \rangle$, $\langle x(t) \rangle$ e $\langle d(t) \rangle$, entrada, saída, estados e razão cíclica respectivamente e inserindo as perturbações de (3.8) em (3.61) e (3.62):

$$\mathbf{K} \frac{d[\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)]}{dt} = \left\{ 2\mathbf{A}_1 [D + \hat{d}(t)] + \mathbf{A}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{A}_4 [D' - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)] + \left\{ 2\mathbf{B}_1 [D + \hat{d}(t)] + \mathbf{B}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{B}_4 [D' - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t)] \quad (3.70)$$

$$[\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t)] = \left\{ 2\mathbf{C}_1 [D + \hat{d}(t)] + \mathbf{C}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{C}_4 [D' - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)] + \left\{ 2\mathbf{E}_1 [D + \hat{d}(t)] + \mathbf{E}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{E}_4 [D' - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t)] \quad (3.71)$$

Expandindo e reagrupando os termos, as equações de estado e saída apresentam termos CC, de 1ª e 2ª ordens. Os termos CC são relativos a operação em regime permanente e os termos de 2ª ordem têm amplitude muito pequena, (desde que as perturbações sejam de pequenos sinais) quando comparados aos termos de 1ª ordem. Portanto, ambos podem ser ignorados.

Desconsiderando os termos CC e de 2ª ordem, o modelo CA de pequenos sinais em espaço de estados linearizado é:

$$\mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)\mathbf{X} + (2\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_4)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (3.72)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(2\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_4)\mathbf{X} + (2\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_4)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (3.73)$$

3.2.8 Definição e validação dos modelos

Com o auxílio do *software MathcadTM* para as manipulações algébricas, foram determinados os modelos médios de pequeno sinal, que consistem em funções de transferência no plano contínuo s para o sentido de operação Boost.

Tornando $\hat{v}_i(s) = 0$, se obtém:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{4V_o}{2D - 1} \frac{L_1 s - R_1(2D - 1)^2 - R_{C2}(2D - 1)^2 + R_{L1}}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.74)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_o}{R_1(2D - 1)} \frac{R_1 C_2 (-2R_1 + 4DR_1 + R_{C2})s + R_1(8D - 4) + R_{C2}(4D - 1)}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.75)$$

Onde,

$$\begin{cases} a_2 = 2R_1L_1C_2 \\ a_1 = [2L_1 + C_2R_1(-R_{C2} + 2R_{L1} + 2DR_{C2})] \\ a_0 = 2R_1(2D - 1)^2 + R_{C2}(8D^2 - 6D + 1) + 2R_{L1} \end{cases}$$

Dividindo (3.74) por (3.75):

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = -2R_1 \frac{-L_1s + 4D[-R_1 - R_{C2} + D(R_1 + R_{C2})] + R_1 + R_{C2} - R_{L1}}{R_1C_2(-2R_1 + 4DR_1 + R_{C2}) + R_1(8D - 4) + R_{C2}(4D - 1)} \quad (3.76)$$

Considerando $\hat{d}(s) = 0$ se obtém:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{2R_1 - 4DR_1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.77)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{2(R_1C_2s + 1)}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.78)$$

Para validar os modelos obtidos, o circuito do conversor, operando no sentido Boost é montado e simulado em malha aberta, utilizando o *software PSIMTM*. Os parâmetros utilizados na simulação estão listados na Tabela 1. Os valores destes parâmetros foram obtidos diretamente do conversor projetado e montado por Mayer (2019), do qual se origina este trabalho.

Tabela 1 – Parâmetros de simulação – sentido Boost

Grandeza	Rótulo	Valor
Potência nominal do protótipo	P_o	2 kW
Tensão de entrada	E_1	200 V
Tensão de saída	E_2	550 V
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Razão cíclica	D_2	0,318
Indutância principal ¹	L_1	392 μ H
Indutância acoplada ¹	L_2 e L_3	420 μ H
Indutância mútua ¹	M	394 μ H
Capacitância de saída	C_2	11 μ F
Resistência de carga	R_1	151,3 Ω
Rse do Indutor principal ¹	R_{L1}	25 m Ω
Rse do Capacitor de saída ²	R_{C2}	13 m Ω

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

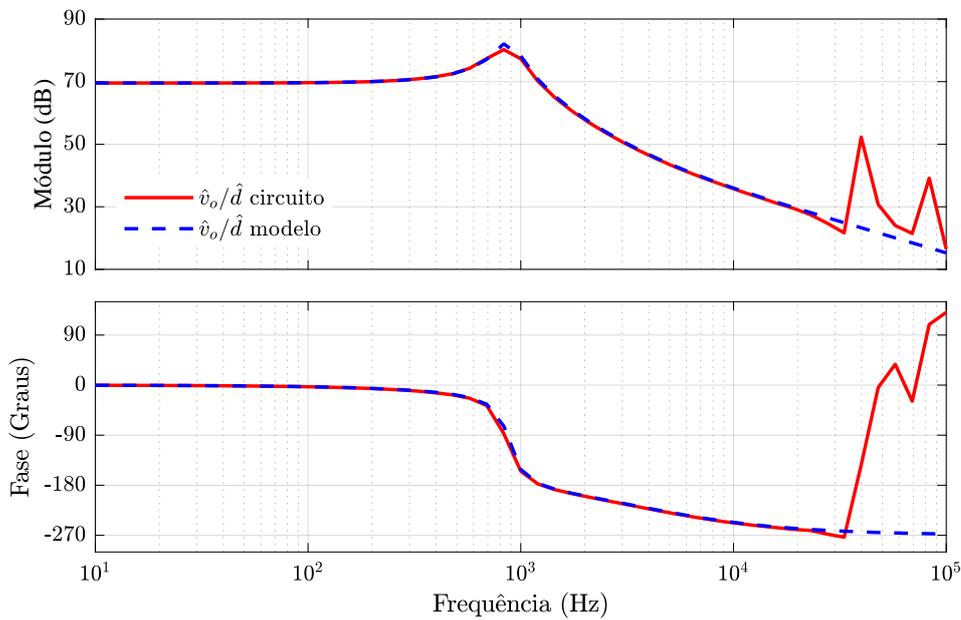
¹ Valores medidos no protótipo

² Valor obtido na folha de dados do fabricante

Nesta simulação, um sinal senoidal de baixa amplitude é injetado na variável que se deseja perturbar, em uma faixa de 10 Hz até 100 kHz. A resposta em frequência da perturbação, em módulo e fase, é obtida na variável de saída do circuito simulado e do modelo de pequeno sinal.

A comparação da resposta no domínio da frequência das plantas simuladas e calculadas, são mostrados nos gráficos logarítmicos (diagrama de Bode) a partir da Figura 36 à Figura 39.

Figura 36 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado



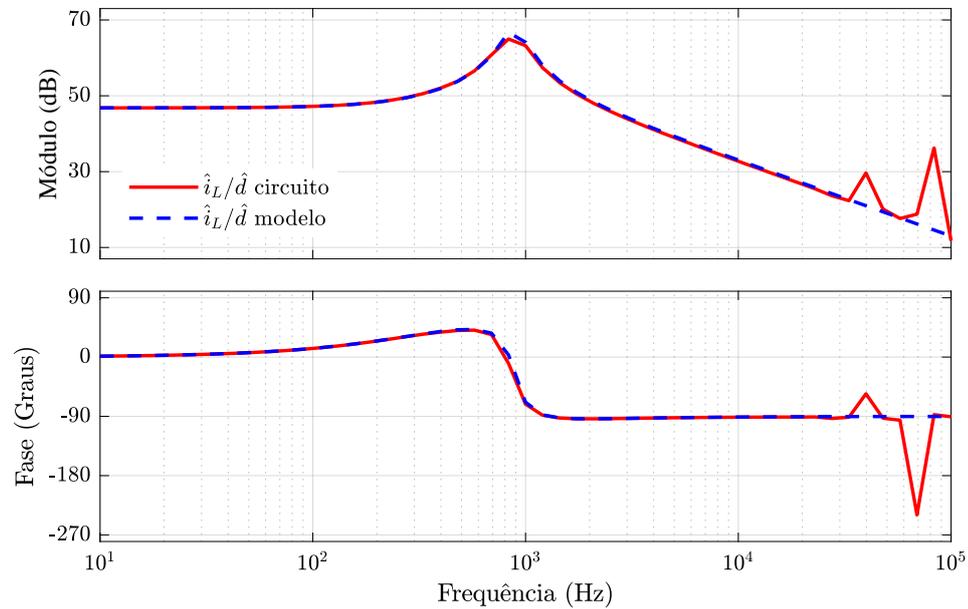
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A planta da Figura 36, possui dois polos e um zero, os polos estão no semi-plano direito. O traçado da curva de fase chegando a -270° denota realimentação positiva a partir de uma certa frequência e dificuldade para projetar o controle caso f_c seja após a frequência de ressonância. A FT que representa esta planta é:

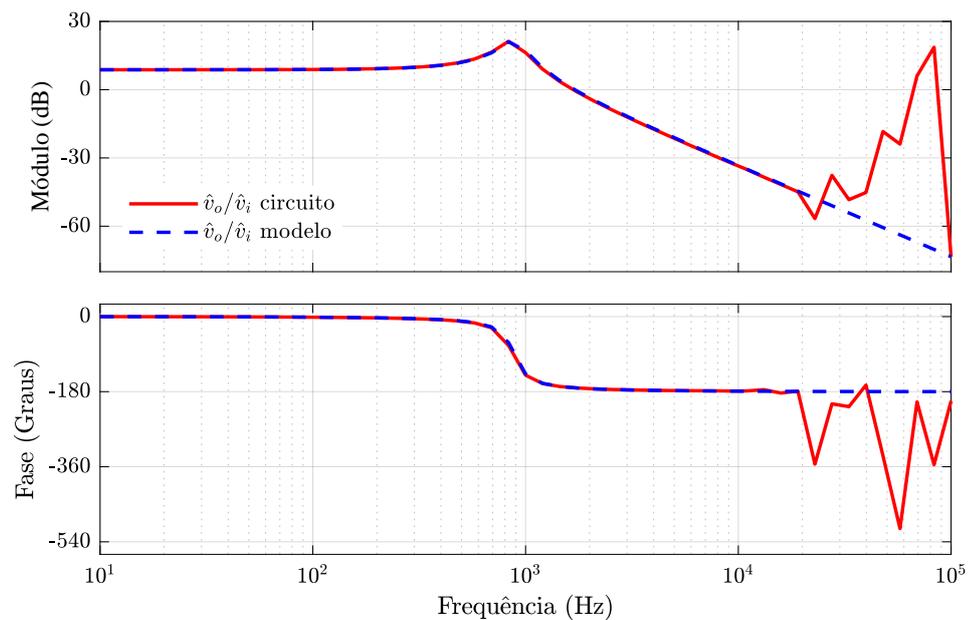
$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = -1,8158 \cdot 10^6 \frac{s - 5,108 \cdot 10^4}{s^2 + 658,6 s + 3,076 \cdot 10^7} \quad (3.79)$$

A planta da Figura 37 possui dois polos e um zero, todos no semi-plano esquerdo. O traçado da curva de fase alcançando -90° , demonstra que esta planta é estável em malha aberta. A FT que representa esta planta é:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = 2,8058 \cdot 10^6 \frac{s + 1202}{s^2 + 658,6 s + 3,076 \cdot 10^7} \quad (3.80)$$

Figura 37 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

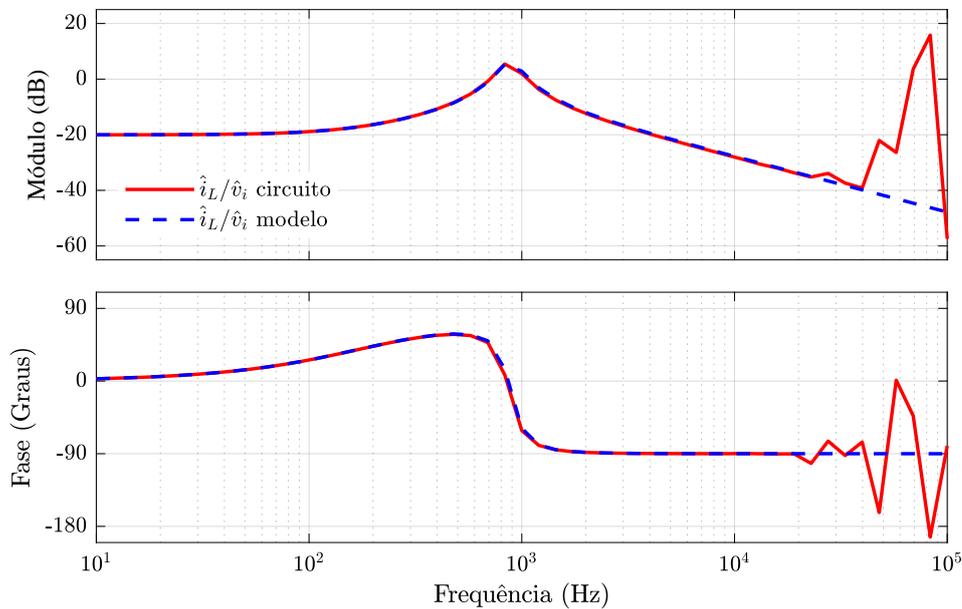
Figura 38 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A planta da Figura 38 possui dois polos e nenhum zero. O traçado da curva de fase atingindo -180° , atesta que a planta é estável. A FT que representa esta planta é:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = 8,4416 \cdot 10^7 \frac{1}{s^2 + 658,6 s + 3,076 \cdot 10^7} \quad (3.81)$$

Figura 39 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A planta da Figura 39 possui dois polos e um zero. O traçado da curva de fase alcançando -90° certifica que a planta é estável. A FT que representa esta planta é:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_i(s)} = 2551 \frac{s + 600,9}{s^2 + 658,6 s + 3,076 \cdot 10^7} \quad (3.82)$$

Analisando as curvas dos modelos calculados, apresentadas nas Figuras 36 à 39, se verifica que coincidem com as curvas obtidas na simulação do circuito, validando assim os modelos de pequeno sinal. Em razão disso, os modelos calculados podem ser utilizados para a análise no domínio da frequência, a fim de projetar os controladores do conversor.

3.3 MODELAGEM PARA OPERAÇÃO BUCK

Para o sentido de operação Buck, permanecem como variáveis de estado os indutores principal e acoplados, com a substituição do capacitor do filtro de saída conforme (3.83):

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{d\langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L1}(t) \rangle_{T_s} \\ L_2 \frac{d\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L2}(t) \rangle_{T_s} \\ L_3 \frac{d\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L3}(t) \rangle_{T_s} \\ C_1 \frac{d\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{C1}(t) \rangle_{T_s} \end{array} \right. \quad (3.83)$$

3.3.1 Análise quantitativa das etapas de operação

Estudando os circuitos das oito etapas de operação que constituem a operação Buck, reproduzidos nas Figuras 24 à 28, omitindo os componentes que não estão em condução e reputando os diodos ideais, é factível denotar as etapas na Figura 40.

São verificadas algumas especificidades avaliando os circuitos da Figura 40. Além das etapas de operação 2, 4, 6 e 8 serem as mesmas, como já analisado no capítulo anterior, se averigua, presumindo os interruptores ideais, que as etapas 1 e 5, e, 3 e 7 são consideradas equivalentes. Por conseguinte, os circuitos que representam as oito etapas de operação no sentido Buck, são expressos por também três circuitos, se comparando ao sentido Boost.

Neste sentido de operação, também são consideradas as resistências intrínsecas do indutor principal e capacitor do filtro para obtenção dos modelos.

3.3.2 Etapas de operação 1 e 5

A Figura 41 apresenta as etapas de operação 1 e 5.

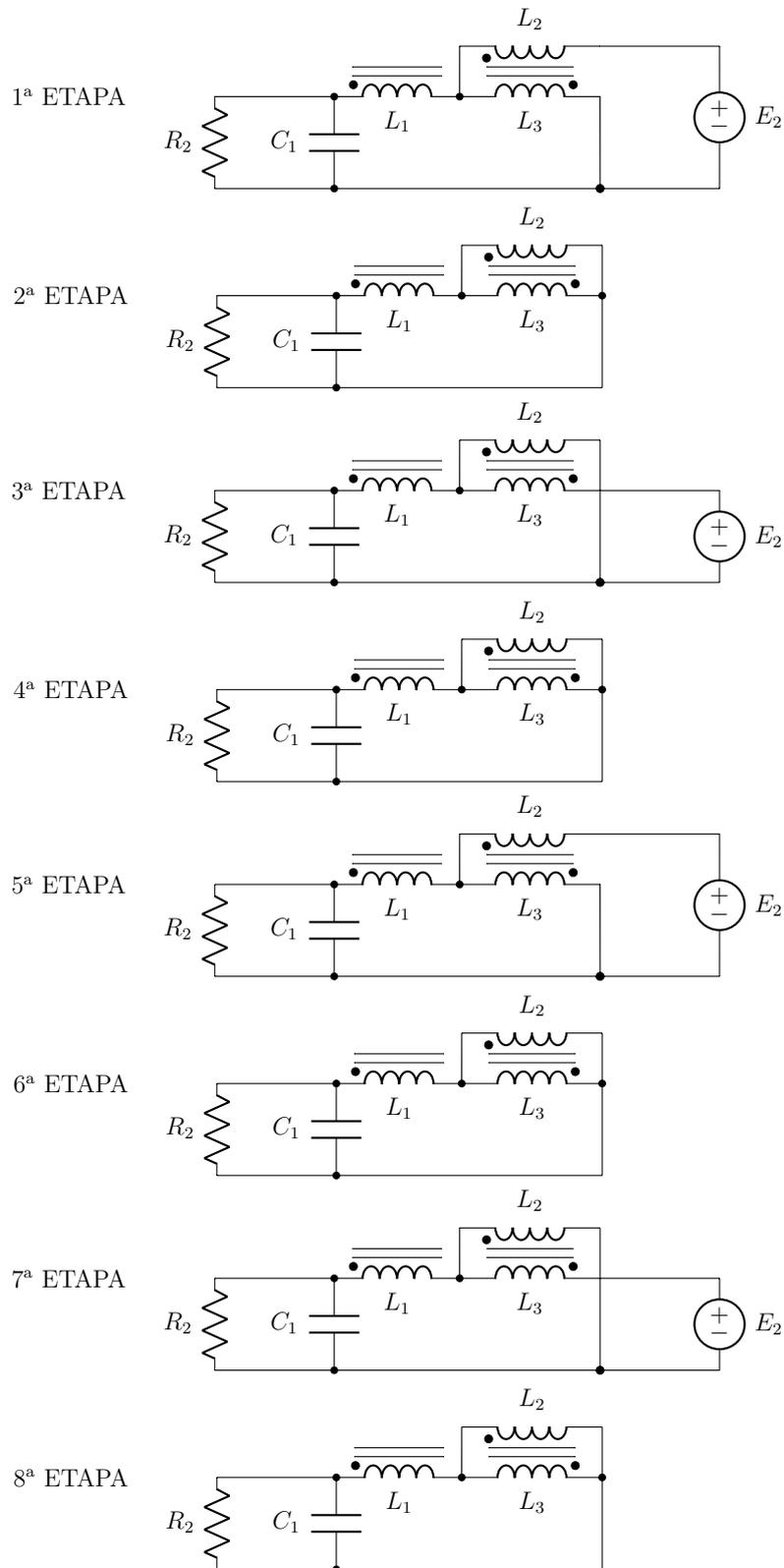
Analisando o circuito da Figura 41, na malha de L_1 :

$$v_{L1} + v_{RL1} + v_{L3} + v_o = 0 \quad (3.84)$$

Sendo $v_{L3} = \frac{-E_2}{2}$ e considerando $E_2 = u_2$:

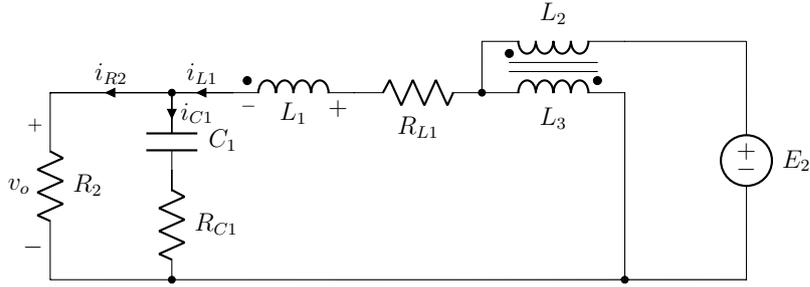
$$v_{L1} + i_{L1} \cdot R_{L1} = \frac{u_2}{2} - v_o \quad (3.85)$$

Figura 40 – Etapas de operação no sentido Buck



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 41 – Circuito equivalente das etapas 1 e 5



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Onde,

$$v_o = v_{C1} + v_{R_{C1}} \quad (3.86)$$

$$v_o = v_{C1} + i_{C1} \cdot R_{C1} \quad (3.87)$$

$$v_o = v_{C1} + (i_{L1} - i_{R2})R_{C1} \quad (3.88)$$

$$v_o = -R_{C1} \cdot i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) v_{C1} \quad (3.89)$$

Substituindo (3.89) em (3.85):

$$v_{L1} = (R_{C1} - R_{L1})i_{L1} - \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) v_{C1} + \frac{1}{2}u_2 \quad (3.90)$$

A equação diferencial de i_{L1} é dada por:

$$\dot{x}_1 = \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = \frac{(R_{C1} - R_{L1})}{L_1}i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right)}{L_1}v_{C1} + \frac{1}{2L_1}u_2 \quad (3.91)$$

Considerando,

$$v_{L2} = \frac{E_2}{2} = \frac{u_2}{2} \quad (3.92)$$

A equação diferencial de i_{L2} é dada por:

$$\dot{x}_2 = \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \frac{1}{2L_2}u_2 \quad (3.93)$$

Sendo,

$$v_{L3} = -\frac{u_2}{2} \quad (3.94)$$

A equação diferencial de i_{L3} é dada por:

$$\dot{x}_3 = \frac{d i_{L3}}{dt} = -\frac{1}{2L_3} u_2 \quad (3.95)$$

Na malha de C_1 :

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{R2} \quad (3.96)$$

$$i_{C1} = i_{L1} - \frac{v_o}{R_2} \quad (3.97)$$

Substituindo (3.89) em (3.97)

A equação diferencial de v_{C1} é dada por:

$$\dot{x}_4 = \frac{d v_{C1}}{dt} = \left[\frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} \right] i_{L1} - \left[\frac{1}{R_2 C_1} - \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \right] v_{C1} \quad (3.98)$$

A matriz de estados que representa as etapas 1, e 5 é:

$$\begin{bmatrix} \frac{d i_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{d i_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{d i_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{d v_{C1}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{C1} - R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & -\left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ x_{4a} & 0 & 0 & -x_{4b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_1} \\ \frac{1}{2L_2} \\ -\frac{1}{2L_3} \\ 0 \end{bmatrix} u_2(t) \quad (3.99)$$

$$\begin{bmatrix} y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{4a} & 0 & 0 & -x_{4b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

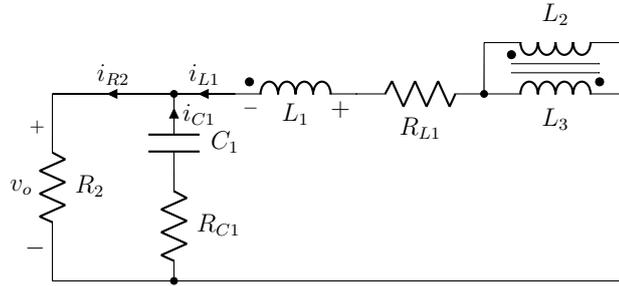
Onde,

$$\begin{cases} x_{4a} = \frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} \\ x_{4b} = \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \end{cases}$$

3.3.3 Etapas de operação 2, 4, 6 e 8

A Figura 42 apresenta as etapas de operação 2, 4, 6 e 8.

Figura 42 – Circuito equivalente das etapas 2, 4, 6 e 8



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Examinado o circuito da Figura 42, na malha de L_1 :

$$v_{L1} + v_{RL1} + v_{L3} + v_o = 0 \quad (3.101)$$

Considerando $v_{L3} = 0$,

$$v_{L1} + i_{L1} \cdot R_{L1} = -v_o \quad (3.102)$$

Substituindo (3.89) em (3.102)

$$v_{L1} + i_{L1} \cdot R_{L1} = -R_{C1} \cdot i_{L1} + \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) v_{C1} \quad (3.103)$$

$$v_{L1} = (R_{C1} - R_{L1})i_{L1} - \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) v_{C1} \quad (3.104)$$

A equação diferencial de i_{L1} é dada por:

$$\dot{x}_1 = \frac{d i_{L1}}{dt} = \frac{(R_{C1} - R_{L1})}{L_1} i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right)}{L_1} v_{C1} \quad (3.105)$$

Estando os indutores acoplados em ligação subtrativa:

$$v_{L2} = v_{L3} = 0 \quad (3.106)$$

As equações diferenciais são:

$$\dot{x}_2 = \dot{x}_3 = 0 \quad (3.107)$$

Na malha de C_1 :

$$i_{C1} = -i_{L1} + i_{R2} \quad (3.108)$$

$$i_{C1} = -i_{L1} + \frac{v_o}{R_2} \quad (3.109)$$

Substituindo (3.89) em (3.109), a equação diferencial de v_{C1} é dada por:

$$\dot{x}_4 = \frac{d\hat{v}_{C1}}{dt} = - \left[\frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} \right] i_{L1} + \left[\frac{1}{R_2 C_1} - \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \right] v_{C1} \quad (3.110)$$

A matriz de estados que representa as etapas 2, 4, 6 e 8 é:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C1}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{C1} - R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & -\left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -x_{4a} & 0 & 0 & x_{4b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_2(t) \quad (3.111)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} -x_{4a} & 0 & 0 & x_{4b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} [u_2(t)] \quad (3.112)$$

3.3.4 Etapas de operação 3 e 7

A Figura 43 apresenta as etapas de operação 3 e 7.

Averiguando o circuito da Figura 43, na malha de L_1 :

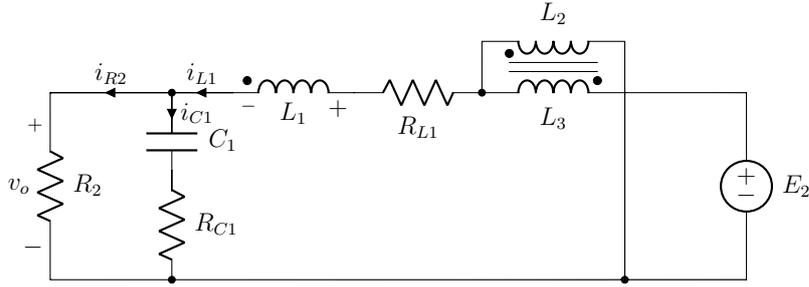
$$v_{L1} + i_{L1} \cdot R_{L1} = \frac{u_2}{2} - v_o \quad (3.113)$$

Substituindo (3.89) em (3.113):

A equação diferencial de i_{L1} é:

$$\dot{x}_1 = \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = \frac{(R_{C1} - R_{L1})}{L_1} i_{L1} - \frac{\left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right)}{L_1} + \frac{1}{2L_1} u_2 \quad (3.114)$$

Figura 43 – Circuito equivalente das etapas 3 e 7



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Sendo,

$$v_{L2} = -\frac{E_2}{2} = -\frac{u_2}{2} \quad (3.115)$$

A equação diferencial de i_{L2} é:

$$\dot{x}_2 = \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = -\frac{1}{2L_2}u_2 \quad (3.116)$$

E considerando

$$v_{L3} = \frac{E_2}{2} = \frac{u_2}{2} \quad (3.117)$$

a equação diferencial de i_{L3} é:

$$\dot{x}_3 = \frac{d\hat{i}_{L3}}{dt} = \frac{1}{2L_3}u_2 \quad (3.118)$$

Na malha do filtro de saída:

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{R2} \quad (3.119)$$

$$i_{C1} = i_{L1} - \frac{v_o}{R_2} \quad (3.120)$$

Substituindo (3.89) em (3.120), a equação diferencial de v_{C1} é dada por:

$$\dot{x}_4 = \frac{d\hat{v}_{C1}}{dt} = \left[\frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} \right] i_{L1} - \left[\frac{1}{R_2 C_1} - \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \right] v_{C1} \quad (3.121)$$

A matriz de estados que representa as etapas 3 e 7 é:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C1}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{C1} - R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & -\left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ x_{4a} & 0 & 0 & -x_{4b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_1} \\ -\frac{1}{2L_2} \\ \frac{1}{2L_3} \\ 0 \end{bmatrix} u_2(t) \quad (3.122)$$

$$[y(t)] = [x_{4a} \ 0 \ 0 \ -x_{4b}] \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_2(t)] \quad (3.123)$$

3.3.5 Modelo CA médio

As equações de estado que correspondem às oito etapas de operação são:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.124)$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.125)$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_3 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_3 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_3 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_3 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.126)$$

Nas quais, (3.124) concerne as matrizes das etapas 1 e 5, (3.125) as matrizes das etapas 2, 4, 6, e 8, e, (3.126) se referem as matrizes das etapas 3 e 7.

Rearranjando, associando e ordenando as equações de cada etapa, se obtêm as equações de estado médias não-lineares do modelo CA para um período T_s . O equacionamento

detalhado está contido no Apêndice A.2.

$$\mathbf{K} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [d(t)\mathbf{A}_1 + d'(t)2\mathbf{A}_2 + d(t)\mathbf{A}_3] \langle \mathbf{x}(t)_{T_s} \rangle + [d(t)\mathbf{B}_1 + d'(t)2\mathbf{B}_2 + d(t)\mathbf{B}_3] \langle \mathbf{u}(t)_{T_s} \rangle \quad (3.127)$$

$$\langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} = [d(t)\mathbf{C}_1 + d'(t)2\mathbf{C}_2 + d(t)\mathbf{C}_3] \langle \mathbf{x}(t)_{T_s} \rangle + [d(t)\mathbf{E}_1 + d'(t)2\mathbf{E}_2 + d(t)\mathbf{E}_3] \langle \mathbf{u}(t)_{T_s} \rangle \quad (3.128)$$

Em que,

$$d = \frac{\Delta_{t1}}{T_s} = \frac{\Delta_{t3}}{T_s} = \frac{\Delta_{t5}}{T_s} = \frac{\Delta_{t7}}{T_s} = D \cdot T_s \quad (3.129)$$

e,

$$d' = \Delta_{t2} = \Delta_{t4} = \Delta_{t6} = \Delta_{t8} = \left(\frac{1 - 4D}{4} \right) T_s \quad (3.130)$$

3.3.6 Operação em regime permanente

Operando em regime permanente, $\langle \mathbf{x} \rangle = 0$, se aplicam (3.67) e (3.68). Portanto, toda as derivadas dos elementos são nulas e as variáveis permanecem em equilíbrio.

$$\begin{cases} A = \mathbf{A}_1 D + 2\mathbf{A}_2 D' + \mathbf{A}_3 D \\ B = \mathbf{B}_1 D + 2\mathbf{B}_2 D' + \mathbf{B}_3 D \\ C = \mathbf{C}_1 D + 2\mathbf{C}_2 D' + \mathbf{C}_3 D \\ E = \mathbf{E}_1 D + 2\mathbf{E}_2 D' + \mathbf{E}_3 D \end{cases} \quad (3.131)$$

3.3.7 Perturbação e linearização

Presumindo pequenas variações nos vetores $\langle u(t) \rangle$, $\langle y(t) \rangle$, $\langle x(t) \rangle$ e $\langle d(t) \rangle$, entrada, saída, estados e razão cíclica nesta ordem, e aplicando as perturbações de (3.8) em (A.36) e (A.37):

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \frac{d[\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)]}{dt} &= \left\{ \mathbf{A}_1 [D + \hat{d}(t)] + 2\mathbf{A}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{A}_3 [D - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)] \\ &+ \left\{ \mathbf{B}_1 [D + \hat{d}(t)] + 2\mathbf{B}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{B}_3 [D - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t)] \end{aligned} \quad (3.132)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t)] &= \left\{ \mathbf{C}_1 [D + \hat{d}(t)] + 2\mathbf{C}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{C}_3 [D - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)] \\ &+ \left\{ \mathbf{E}_1 [D + \hat{d}(t)] + 2\mathbf{E}_2 [D' - \hat{d}(t)] + \mathbf{E}_3 [D - \hat{d}(t)] \right\} [\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t)] \end{aligned} \quad (3.133)$$

Ampliando e reclassificando os termos, as equações de estado e saída possuem termos CC, de 1ª e 2ª ordens. Os termos CC se referem à operação em regime permanente e os termos de 2ª ordem têm amplitude muito pequena quando equiparados aos termos de 1ª ordem. Portanto, ambos podem ser desprezados.

Ignorando os termos CC e de 2ª ordem, o modelo CA de pequenos sinais em espaço de estados linearizado é:

$$\mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(\mathbf{A}_1 - 2\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_3)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - 2\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_3)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (3.134)$$

$$\hat{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(\mathbf{C}_1 - 2\mathbf{C}_2 - \mathbf{C}_3)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - 2\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_3)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (3.135)$$

3.3.8 Definição e validação dos modelos

Novamente através do *software MathcadTM*, foram definidos os modelos médios de pequeno sinal, no plano s para o sentido de operação Buck.

Considerando $\hat{v}_i(s) = 0$, se obtém:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = 2V_i \frac{\frac{R_{C1}}{R_2} + 1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.136)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = 2V_i \frac{\left(R_2 C_1 s + \frac{R_{C1}}{R_2} + 1 \right)}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.137)$$

Onde,

$$\begin{cases} a_2 = R_2 L_1 C_1 \\ a_1 = L_1 \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2} \right) + C_1 R_2 (R_{L1} - R_{C1}) \\ a_0 = R_2 + R_{C1} + R_{L1} + \frac{R_{C1} \cdot R_{L1}}{R_2} \end{cases}$$

Dividindo (3.136) por (3.137):

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = R_2 \frac{1}{(R_2 C_1 s + 1)} \quad (3.138)$$

Fazendo $\hat{d}(s) = 0$ se obtém:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = 2D \frac{R_2 + R_{C1}}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.139)$$

Tabela 2 – Parâmetros de simulação – sentido Buck

Grandeza	Rótulo	Valor
Potência nominal do protótipo	P_o	2 kW
Tensão de entrada	E_2	550 V
Tensão de saída	E_1	200 V
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Razão cíclica	D_1	0,182
Indutância principal ³	L_1	392 μ H
Indutância acoplada ³	L_2 e L_3	420 μ H
Indutância mútua ³	M	394 μ H
Capacitância de saída	C_1	50 μ F
Resistência de carga	R_2	20 Ω
Rse do Indutor principal ³	R_{L1}	25 m Ω
Rse do Capacitor de saída ⁴	R_{C1}	4,5 m Ω

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_i(s)} = 2D \frac{\left(R_2 C_1 s + \frac{R_{C1}}{R_2} + 1 \right)}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.140)$$

A equiparação da resposta no domínio da frequência do circuito simulado e das plantas teóricas, são exibidos nas Figuras 44 até 47. Os parâmetros empregados na simulação, com base no protótipo experimental, do qual se deriva este trabalho, estão listados na Tabela 2.

A planta da Figura 44, possui dois polos e nenhum zero. Os polos se situam no semi-plano esquerdo. O traçado da curva de fase chegando a -180° denota que esta planta é considerada estável, porém, a ausência do zero torna a resposta oscilatória e com sobressinal elevado no momento de um degrau. A FT que representa esta planta é:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = 2,8068 \cdot 10^9 \frac{1}{s^2 + 1053 s + 5,11 \cdot 10^7} \quad (3.141)$$

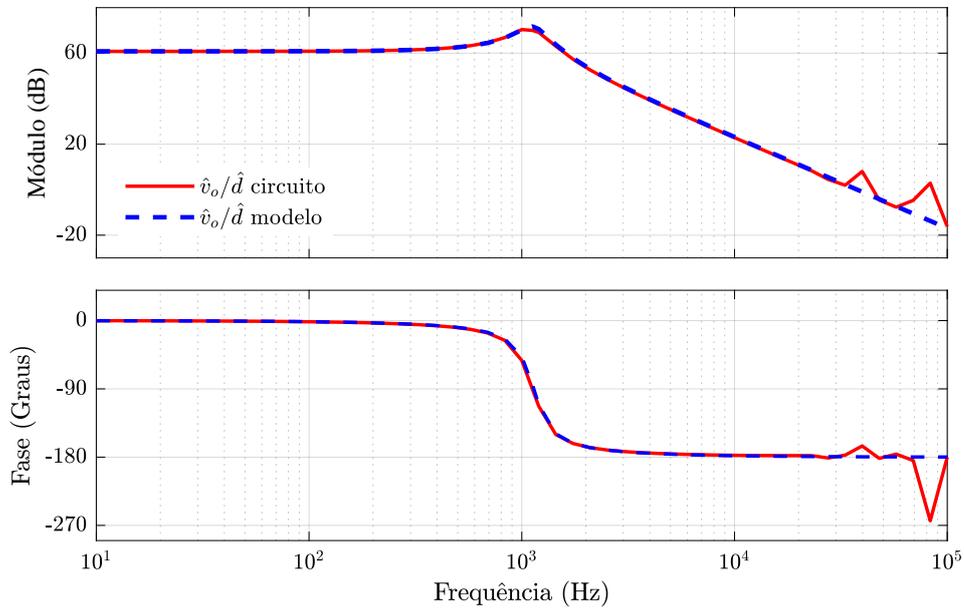
A planta da Figura 45 possui dois polos e um zero, todos no semi-plano esquerdo. O traçado da curva de fase alcançando -90° , demonstra que esta planta é estável. A FT que representa esta planta é:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = 2,8061 \cdot 10^6 \frac{s + 1000}{s^2 + 1053 s + 5,11 \cdot 10^7} \quad (3.142)$$

³ Valores medidos no protótipo

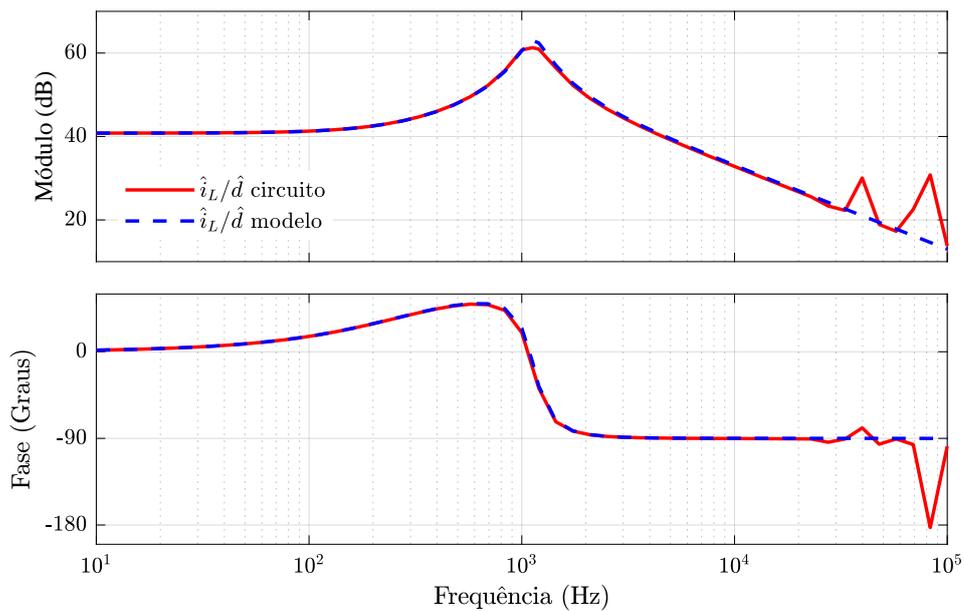
⁴ Valor obtido na folha de dados do fabricante

Figura 44 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 45 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado

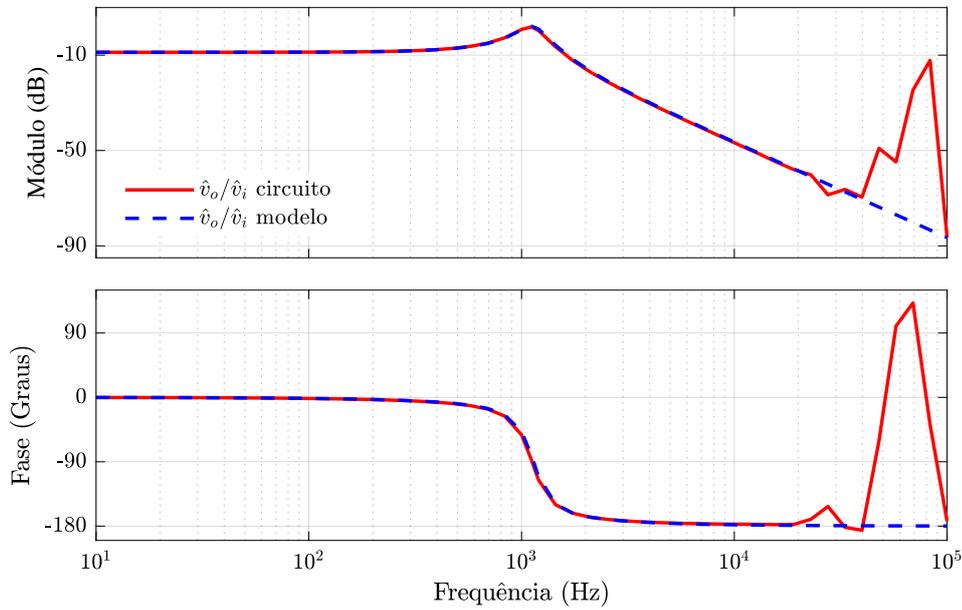


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A planta da Figura 46 possui dois polos e nenhum zero. Os polos se situam no semi-plano esquerdo. O traçado da curva de fase atingindo -180° , atesta que a planta é estável, porém, a ausência do zero provoca uma resposta oscilatória. A FT que representa esta planta é:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = 1,8571 \cdot 10^7 \frac{1}{s^2 + 1053 s + 5,11 \cdot 10^7} \quad (3.143)$$

Figura 46 – Plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado

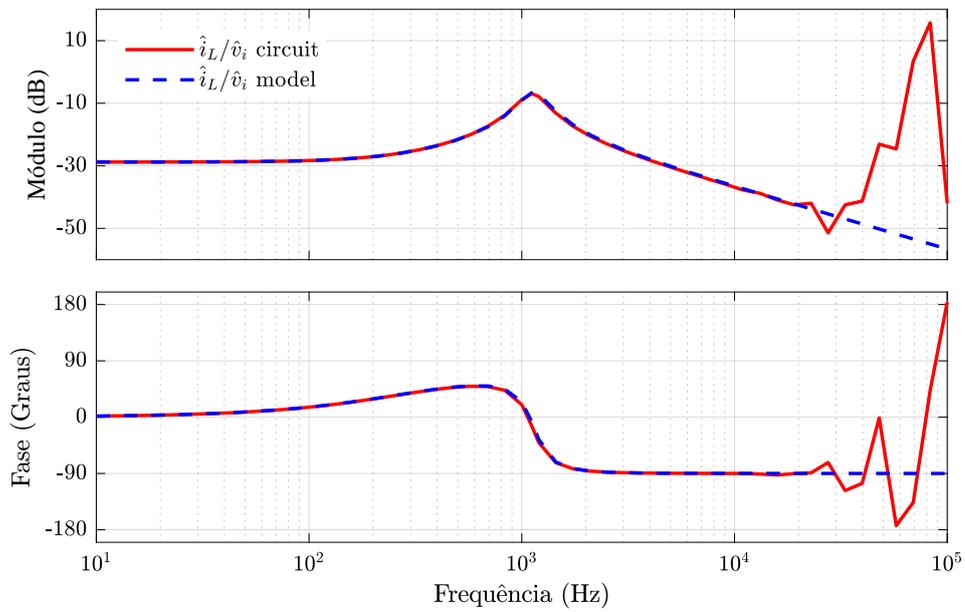


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A planta da Figura 47 possui dois polos e um zero, todos no semi-plano esquerdo. O traçado da curva de fase alcançando -90° , certifica que a planta é estável. A FT que representa esta planta é:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_i(s)} = 928,57 \frac{s + 1000}{s^2 + 1053 s + 5,11 \cdot 10^7} \quad (3.144)$$

Analisando os diagramas de Bode apresentados nas Figuras 44 até 47, no tocante à correspondência das curvas obtidas através da simulação e da modelagem matemática, se pode afirmar que os modelos de pequeno sinal calculados são fidedignos, até próximo de f_s , para projeto dos controladores. É natural que a curva do circuito simulado apresente uma perturbação proveniente do chaveamento ao se aproximar de f_s .

Figura 47 – Plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{v}_i(s)$ do circuito simulado e modelo calculado

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4 PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR

Em determinados sistemas, os polos da malha fechada podem ser deslocados para a posição pretendida através da adoção de um ganho ao sistema. Se com a implementação do ganho não for alcançado o resultado desejado, se faz necessário projetar um controlador (compensador) para o sistema. A inclusão de um controlador em um sistema altera sua dinâmica, objetivando corrigir condições indesejáveis deste sistema (OGATA, 2010).

Com os modelos dinâmicos, nos dois tipos de operação, definidos e validados, é possível iniciar o projeto de controle.

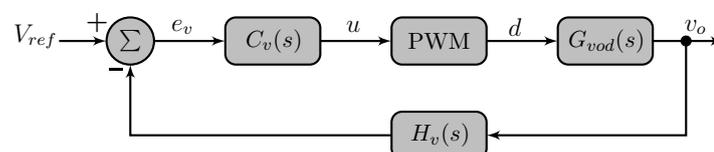
O projeto de controle, presente neste trabalho, é implementado pelo método da resposta em frequência. Por esta razão, os modelos foram validados no domínio da frequência, por meio da análise dos diagramas de Bode.

4.1 TÉCNICAS DE CONTROLE

Diversos autores utilizam técnicas clássicas de controle para a aplicação em EVs. Em Mane e Jain (2015) um controlador de tensão PI é empregado em um BCDC meia-ponte. Enquanto que Na et al. (2014) projetam um controlador de corrente em cascata PI para o modo de carga de um conversor PFC Boost com BCDC meia-ponte. A mesma estratégia foi utilizada por Jia et al. (2015), Tao e Li (2017) em seus projetos.

No controle de tensão, apenas uma malha de realimentação é utilizada, como expressa a Figura 48. O erro de tensão e_v , resultante da diferença entre o valor de referência de tensão V_{ref} e o sinal de realimentação v_o multiplicado pelo ganho do sensor de tensão $H_v(s)$, é utilizado como sinal de entrada do controlador de tensão $C_v(s)$. Este por sua vez, gera o sinal de controle u , o qual é comparado com a portadora para gerar o sinal PWM d (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991). Nesta estratégia, a corrente que flui pelo indutor não figura como uma variável de controle. Desta forma, ao se projetar o controlador de tensão, o projetista deve estar atento ao limite da corrente nos indutores para que o valor máximo não seja ultrapassado, o que pode acarretar paradas frequentes do conversor, devido ao acionamento dos dispositivos de proteção ou em avarias nos indutores e/ou interruptores.

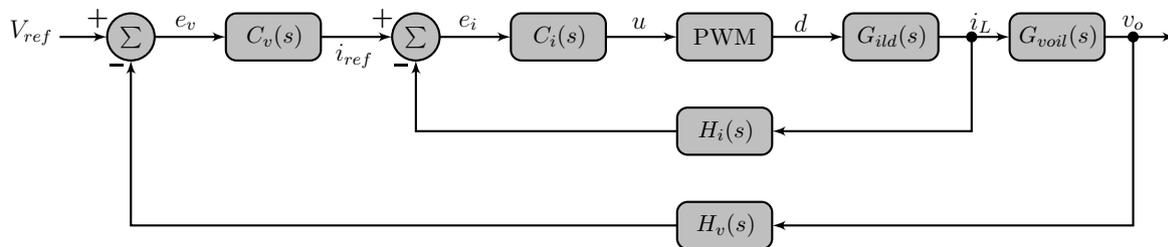
Figura 48 – Diagrama em blocos do controle de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Já o controle de corrente em cascata é caracterizado por possuir duas malhas de controle. Uma malha interna correspondente a corrente do indutor, e uma malha externa que representa a tensão de saída do conversor, como pode ser visto na Figura 49. Na malha interna, o erro de corrente e_i , proveniente da diferença entre o valor de referência de corrente i_{ref} e o sinal de realimentação do indutor i_L acrescentado pelo ganho do sensor de tensão $H_i(s)$, é empregado como sinal de entrada do controlador de corrente $C_i(s)$. Este, por conseguinte, gera o sinal de controle u , que é comparado com a portadora para gerar o sinal PWM d . Na malha externa, o erro de tensão e_v , resultante da diferença entre o valor de referência de tensão V_{ref} e o sinal de realimentação v_o somado pelo ganho do sensor de corrente $H_v(s)$, é utilizado como sinal de entrada do controlador de tensão $C_v(s)$ que se transfigura como o valor de referência de corrente i_{ref} .

Figura 49 – Diagrama em blocos do controle em cascata



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.2 CRITÉRIOS PARA PROJETO DE CONTROLADORES

De acordo com Barbi (2007) e Ogata (2010), são definidos alguns critérios de projeto para alcançar as especificações de margem de fase (MF) e margem de ganho (MG) em um sistema de controle. São eles:

- (i) Ganho em baixas frequências infinito e erro estático nulo em regime permanente.
- (ii) Ganho elevado até a frequência de cruzamento do ganho f_c ou próximo dela.
- (iii) Inclinação da curva de módulo de -20dB/década na região da f_c , se estendendo pela maior banda possível, assegurando a MF.
- (iv) Na alta frequência, atenuar o ganho o mais breve possível para que sejam mitigados os efeitos provenientes de ruídos desta faixa.

Para atingir os critérios supracitados, o projeto dos controladores deve primar pela $f_c \leq \frac{f_s}{4}$ e MF desejados, que neste trabalho é estabelecido entre 45° e 90° . Barbi (2007) ainda recomenda que se adote na prática uma $f_c \leq \frac{f_s}{10}$, mais conservadora e adequada para o controle digital. Frequências de corte acima do limite fazem com que o controlador fique

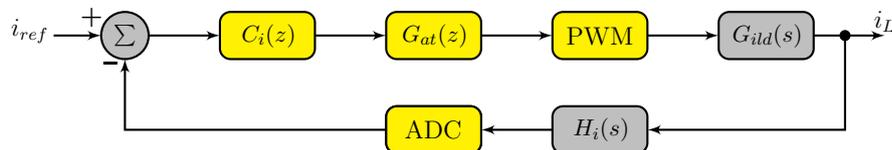
mais rápido, fazendo com que o controle responda a variações em frequências elevadas, oriundas da realimentação. Por outro lado, uma f_c menor deixa o controle lento, tendendo a um sistema com resposta superamortecida. A MF se refere à estabilidade do sistema. Quanto maior a MF, mais estável é o sistema e fica mais difícil de instabilizá-lo, visto que para tal, se faz necessário um atraso de fase maior. Uma MF elevada proporciona a redução do sobressinal do sistema controlado, devido à dinâmica superamortecida e resposta mais lenta às perturbações. Neste trabalho são adotadas $f_c \leq 2$ kHz e MF de 60° (FUZATO, 2015).

4.3 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE

Neste trabalho, os modelos de pequenos sinais foram obtidos e estão representados por meio de FTs no plano s . Contudo, um compensador digital $C(z)$ é mais indicado para controlar a modulação em conversores multifásicos por possuir maior imunidade aos ruídos, o que é de vital importância em aplicações em alta potência (ZHANG, 2008).

Neste caso, as FTs que representam o comportamento dinâmico do conversor em malha aberta, devem passar por um processo de discretização matemática para que na sequência seja possível projetar os controladores. Na Figura 50, um diagrama de controle de corrente digital é exemplificado.

Figura 50 – Diagrama em blocos do controle de corrente digital



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

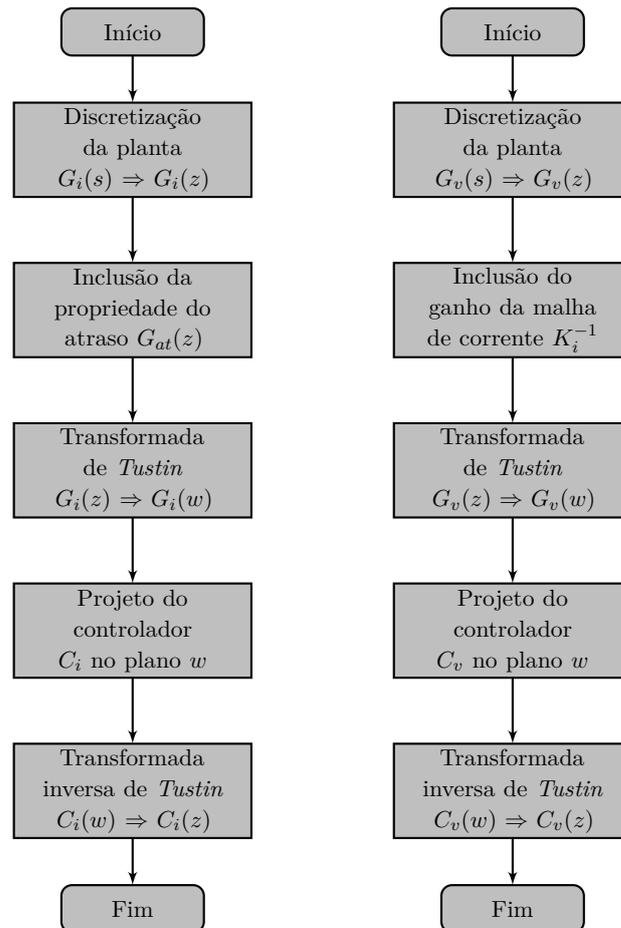
Verificando o diagrama da Figura 50, se averigua que integram o controle digital os blocos $C_i(z)$, $G_{at}(z)$, PWM e ADC, que representam o controlador de corrente discreto, o atraso computacional, a modulação por largura de pulso e o conversor analógico-digital, respectivamente. Sabendo que, neste trabalho, o controle digital é implementado por DSP, os atrasos de transporte (amostrais e computacionais) são intrínsecos, provocados pelos tempos de processamento do modulador e da CPU, desta forma, obrigatoriamente devem ser considerados no projeto do controlador (COSTA, 2013). O sinal proveniente do sensor de corrente $H_i(s)$ é amostrado pelo ADC em uma frequência de amostragem f_a . Neste trabalho, f_a é considerado igual a f_s .

Segundo Buso (2006), o atraso gerado pela CPU é de um período de amostragem T_a , enquanto que o atraso causado pela atualização do PWM, também é igual a uma atualização por período. Desta forma, o atraso total do processador é de $2T_a$. O atraso de amostragem do ADC é muito inferior aos anteriores e pode ser desconsiderado.

O procedimento para o projeto dos controladores é demonstrado na Figura 51 por meio de fluxogramas. Nesta figura, o fluxograma da esquerda representa o procedimento de projeto do controlador da malha de corrente, enquanto que o fluxograma da direita denota o procedimento de projeto do controlador da malha de tensão, em um controle do tipo cascata.

Na primeira etapa de corrente, a FTLA de corrente $G_i(s)$, já com os ganhos do sensor de corrente K_i e do PWM, é discretizada para o plano z . Na segunda etapa, ocorre a inclusão da propriedade do atraso $G_{at}(z)$, que no domínio discreto corresponde a $\frac{1}{z}$. Na terceira etapa, através da transformada de *Tustin*, também conhecida como transformada bilinear, a FTLA é convertida do plano z para o semi-plano w . Neste plano (quarta etapa), é possível projetar o controlador $C_i(w)$ como no plano s , com a vantagem de já estar inserido o atraso computacional e os efeitos da discretização (ODAGUIRI, 2018). Em seguida, na última etapa, o controlador projetado $C_i(w)$ é convertido para o plano z , para que possa ser programado no DSP, através da aplicação da equação à diferença.

Figura 51 – Procedimento para projeto dos controladores de corrente e tensão



Fonte: Adaptado de Odaguiri (2018).

Para a malha de tensão, o procedimento é similar. Todavia, na segunda etapa, não é considerada a propriedade do atraso e sim o ganho da malha de corrente K_i^{-1} , visto

que, no controle de corrente em cascata, a banda passante da malha de tensão deve ser projetada para uma década abaixo em relação a malha de corrente, e por consequência mais lenta. Deste modo, o atraso computacional não deve influenciar na malha de tensão (ODAGUIRI, 2018).

No projeto de um controlador de tensão C_v com apenas uma malha de realimentação, o procedimento é o mesmo da malha de corrente do controlador em cascata.

As leituras de corrente e tensão são realizadas através de sensores de efeito *hall*, que garantem a isolamento do circuito de medição. O sinal lido pelos sensores é aplicado a um circuito de condicionamento de sinais analógico, montado para a aquisição e tratamento dos sinais medidos pelos sensores, destinado à leitura pelo DSP através dos ADCs.

4.4 PROJETO DOS CONTROLADORES NA OPERAÇÃO BOOST

Quando o conversor em questão opera como Boost, na aplicação ilustrada na Figura 10, transfere energia da bateria para o barramento CC. Esta energia, por sua vez, tipicamente é destinada à alimentação de um inversor para a tração em um EV (ABUAISH; KAZERANI, 2017). A tensão disponível no barramento deve ser estável, pois uma flutuação ou afundamento prolongado pode afetar a etapa inversora e, conseqüentemente, o desempenho do motor (JIA et al., 2015). Para garantir a estabilidade na tensão do barramento, é imprescindível que a resposta transitória da corrente do indutor seja rápida, quando por exemplo, houver exigência da carga que demande mais potência do sistema (DALALA et al., 2018). Ciente que a corrente do indutor é responsável pelo rápido reestabelecimento da tensão do barramento, também se faz necessário o seu controle. De acordo com estes argumentos, a estratégia de controle que garante o funcionamento do sistema, no modo de tração, é a da corrente em cascata.

Para o projeto do controle em cascata no sentido Boost, são adotados os mesmos parâmetros empregados na simulação para validação dos modelos de pequenos sinais, realizada no capítulo anterior. A Tabela 3 apresenta as grandezas referentes ao protótipo operado no sentido Boost. São necessários também, para o projeto dos controladores, os ganhos dos sensores de corrente, tensão e da modulação. Os valores destes ganhos estão representados na Tabela 4.

4.4.1 Projeto do controlador de corrente em cascata

Para projetar⁵ o controlador de corrente $C_i(z)$ é utilizado o modelo de pequeno sinal obtido em (3.75). Seguindo o procedimento de projeto da Figura 51 e utilizando os

⁵ O projeto dos controladores é realizado dentro do ambiente de programação *Matlab*TM como auxílio da ferramenta *Sisotool*.

parâmetros contidos nas Tabelas 3 e 4, a FT no semi-plano w é:

$$G_i(w) = 1,1296 \cdot \frac{w - 4 \cdot 10^4}{w + 4 \cdot 10^4} \cdot \frac{(w - 4 \cdot 10^4) \cdot (w + 1209)}{(w^2 + 671,4w + 3,116 \cdot 10^7)} \quad (4.1)$$

A equação (4.1) tem dinâmica de terceira ordem. Contendo dois zeros de fase não mínima e um zero de fase mínima. O par de zero+polo que provem do atraso computacional, possui zero de fase não mínima. O segundo zero de fase não mínima resulta da discretização da planta. A existência de zeros no semi-plano direito limita a banda passante do sistema, dificultando o projeto do controlador com uma banda passante elevada, e que garanta uma MF adequada (OGATA, 2010). Os termos constantes na equação denotam sucessivamente o ganho da planta $K_i(w)$, o atraso computacional $G_{at}(w)$ e a planta $\frac{\hat{i}_L(w)}{\hat{d}(w)}$.

A resposta em frequência da planta $G_i(w)$ é demonstrada na Figura 52. Se verifica que em baixas frequências, a curva de ganho parte de aproximadamente 5 dB, alcançando o pico da ressonância em 885 Hz, com um ganho de 36,8 dB. Até f_s , a curva não cruza por 0 dB. A fase inicia em 360° e a medida que a frequência aumenta, tende a 0° . De acordo com estas características, o sistema é considerado instável.

Um controlador PI+polo foi inicialmente projetado para a malha interna de corrente.

Tabela 3 – Parâmetros para projeto dos controladores no sentido Boost

Grandeza	Rótulo	Valor
Potência máxima	P_o	2 kW
Tensão de entrada	E_1	200 V
Tensão de saída	E_2	550 V
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Razão cíclica máxima	D	0,318
Indutância principal	L_1	392 μ H
Capacitância de saída	C_2	11 μ F
Resistência de carga	R_1	151,3 Ω
Rse do Indutor principal	R_{L1}	25 m Ω
Rse do Capacitor de saída	R_{C2}	13 m Ω

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Tabela 4 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação

Descrição	Rótulo	Valor
Ganho do sensor de corrente	H_i	0,16
Ganho do sensor de tensão	H_{vE2}	0,003
Ganho da modulação	G_{PWM}	0,1

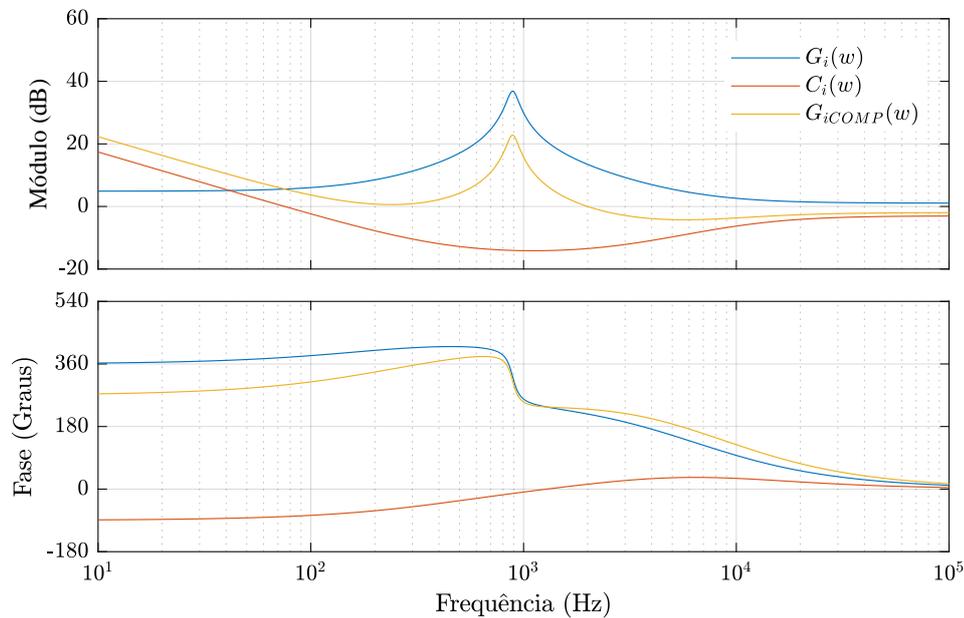
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Entretanto, com esta estratégia de controle, a MF não ultrapassa 45° . Em vista disso, um controlador PID+polo é implementado. A ação derivativa contribui para o regime transitório, tendendo a aumentar a estabilidade relativa do sistema e reduzindo o tempo de acomodação (OGATA, 2010). A FT do controlador de corrente é dada por:

$$C_i(w) = 0.70797 \cdot \frac{(w + 2748) \cdot (w + 1,71 \cdot 10^4)}{w \cdot (w + 7.131 \cdot 10^4)} \quad (4.2)$$

Os dois zeros do controlador estão posicionados em 437 Hz e 2,72 kHz. Os zeros foram alocados nestas posições para garantir uma MF adequada. Um polo na origem garante ganho infinito em baixas frequências e erro estático nulo em regime permanente. O segundo polo é alocado em 11,3 kHz, ajustado para apresentar pouca influência na MF, com o objetivo de filtrar qualquer ruído proveniente da alta frequência e evitar ganho positivo acima de f_s . Desta forma, é possível elevar a MF para 50° com uma f_c de 2 kHz e estabilizar o sistema em malha fechada. A resposta em frequência de $C_i(w)$ e da planta compensada $G_{iCOMP}(w)$ são apresentados na Figura 52.

Figura 52 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_i(w)$, do controlador $C_i(w)$ e da planta compensada $G_{iCOMP}(w)$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Aplicando a transformada inversa de *Tustin*, o controlador de corrente no plano discreto z é:

$$C_i(z) = \frac{0,3881 z^2 - 0,4939 z + 0,1357}{z^2 - 0,7187 z - 0,2813} \quad (4.3)$$

O projeto do controlador de tensão $C_v(z)$, leva em consideração o modelo matemático obtido em (3.76). Procedendo ao que se descreve na Figura 51 e empregando os parâmetros das Tabelas 3 e 4, a FT no semi-plano w é:

$$G_v(w) = -0,027989 \cdot \frac{w - 2,214 \cdot 10^4}{w + 1201} \quad (4.4)$$

A equação (4.4) tem dinâmica de primeira ordem. O zero é de fase não mínima e é oriundo do plano s . A resposta em frequência da planta $G_v(w)$ é exibida na Figura 53. Nesta curva, é constatado que em baixas frequências, o ganho é negativo, e de aproximadamente -5 dB. Ao atingir cerca de 100 Hz, o ganho cai acentuadamente até pouco menos de -30 dB em 10 kHz. A fase parte de 360° em baixa frequência e na proporção que a frequência sobe, desce para 180° .

Na malha de tensão, sf_c não pode ser superior a 200 Hz, pois deve ficar uma década abaixo, com relação à frequência de cruzamento da malha de corrente, para que esta última não sofra influência da malha de tensão. Neste caso, aparentemente, um ganho proporcional seria o suficiente para elevar a curva de ganho e fazer com o zero fosse ultrapassado pela curva nesta frequência. Porém, como a excursão da curva da fase é de 180° , somente ajustando f_c para 200 Hz é um equívoco, pois desta forma, a MF ultrapassa os 90° desejados. Diante disso, um controlador PI+polo é projetado para reduzir a f_c , expresso por:

$$C_v(w) = 1.3038 \cdot 10^5 \cdot \frac{w + 1166}{w \cdot (w + 1,257 \cdot 10^5)} \quad (4.5)$$

Em (4.5), o zero foi alocado em 186 Hz para atenuar o polo da planta e elevar a MF, um integrador na origem assegura ganho infinito e erro estático nulo, um polo em 20 kHz para atenuar ruídos da alta frequência, e uma f_c de 100 Hz garante uma MF de 89° e estabilidade em malha fechada. As curvas do controlador de tensão e da planta compensada são exibidas na Figura 53.

A equação que descreve o controlador no plano z é:

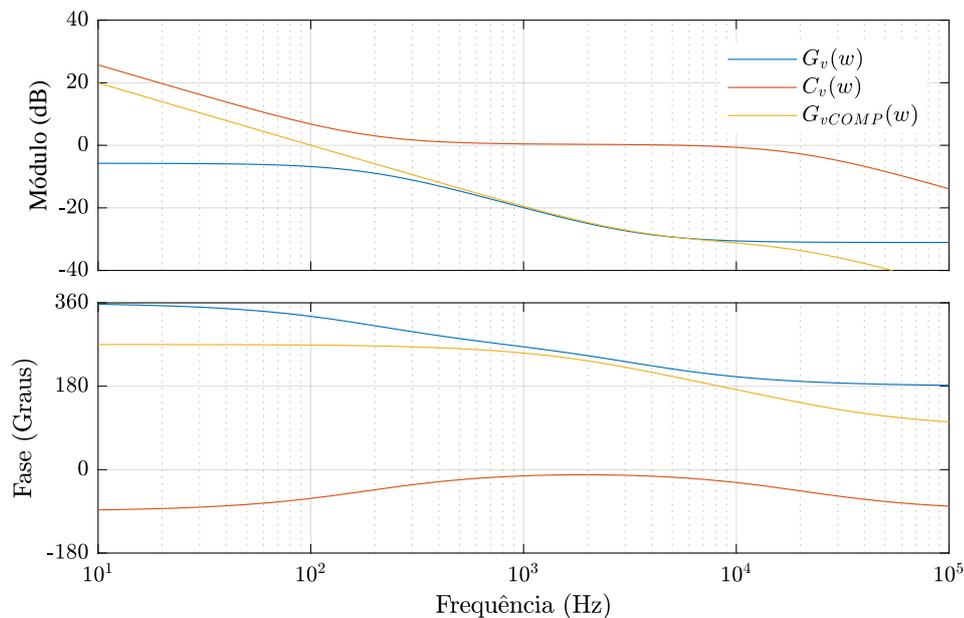
$$C_v(z) = \frac{0,8099 z^2 - 0,04589 z + 0,764}{z^2 - 0,4829 z - 0,5171} \quad (4.6)$$

4.5 PROJETO DOS CONTROLADORES NA OPERAÇÃO BUCK

No momento em que o conversor opera no sentido Buck, na aplicação ilustrada na Figura 10, o fluxo de energia flui do barramento CC para a bateria. Isto se deve ao fato de que, o sistema de tração, antes alimentado pela bateria, agora opera como gerador, regenerando energia. A frenagem regenerativa é um método utilizado para recuperar a

energia do sistema de tração durante a frenagem e armazená-la na bateria (BALASUBRAMANIAN; HUZEFA, 2017). Este método pode ampliar consideravelmente a autonomia do veículo (ZHANG; CAI, 2018).

Figura 53 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_v(w)$, do controlador $C_v(w)$ e da planta compensada $G_{vCOMP}(w)$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A pesquisa de sistemas de frenagem regenerativa tem conquistado muita atenção da indústria e da academia. Várias literaturas relataram pesquisas sobre estratégias de controle de frenagem regenerativa. Yang et al. (2009) propõem um método de frenagem com regeneração utilizando um motor CC sem escovas. Já Chen et al. (2018) apresentam um controle para frenagem regenerativa em veículos elétricos com tração independente nas quatro rodas. Para tanto, o modelo dinâmico do veículo é necessário para que se possa desenvolver e projetar este tipo de controle, bem como conhecer a dinâmica da bateria.

Como este trabalho se limita ao estudo, modelagem e controle do conversor, não foram consideradas variáveis externas ao mesmo como a dinâmica de carga da bateria, que experimentalmente é substituída por uma resistência. Em vista disso, são propostas duas estratégias de controle no sentido Buck. A primeira é o controle de tensão e a segunda o controle de corrente em cascata, presumindo a indeterminação dos parâmetros de carga da bateria.

Para o projeto do controle no sentido Buck, são adotados os mesmos parâmetros utilizados na simulação da validação dos modelos de pequenos sinais, realizada no capítulo anterior. A Tabela 5 exhibe os valores dos componentes do protótipo atuando como Buck. A Tabela 6 se refere aos ganhos dos sensores de corrente, tensão e da modulação. A única

alteração, em comparação com a Tabela 4 é no ganho do sensor de tensão, que neste modo, lê uma tensão diferente.

Tabela 5 – Parâmetros para projeto dos controladores no sentido Buck

Grandeza	Rótulo	Valor
Potência máxima	P_o	2 kW
Tensão de entrada	E_2	550 V
Tensão de saída	E_1	200 V
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Razão cíclica máxima	D	0,182
Indutância principal	L_1	392 μ H
Capacitância de saída	C_1	50 μ F
Resistência de carga	R_2	20 Ω
Rse do Indutor principal	R_{L1}	25 m Ω
Rse do Capacitor de saída	R_{C1}	4,5 m Ω

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Tabela 6 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação

Descrição	Rótulo	Valor
Ganho do sensor de corrente	H_i	0,16
Ganho do sensor de tensão	H_{vE1}	0,00825
Ganho da modulação	G_{PWM}	0,1

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.5.1 Projeto do controlador de tensão

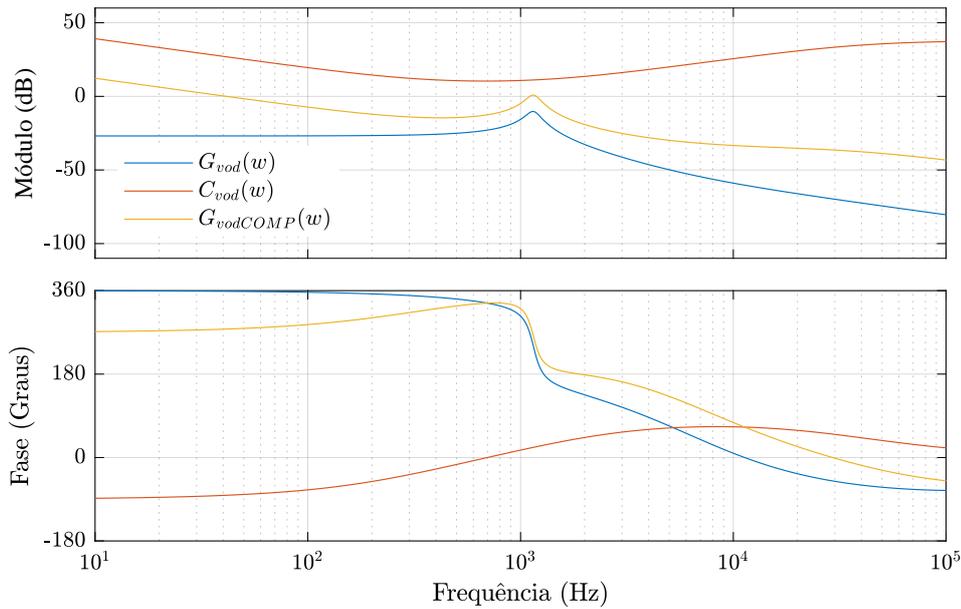
Para projetar o controlador de tensão $C_v(z)$, com uma malha de realimentação, é utilizado o modelo de pequeno sinal obtido em (3.136). Empregando a metodologia de projeto da Figura 51 e os parâmetros designados nas Tabelas 5 e 6, a equação que descreve a tensão de saída em função da razão cíclica, no semi-plano w , é dada por:

$$G_{vod}(w) = 1,3021 \cdot 10^5 \cdot \frac{w - 4 \cdot 10^4}{w + 4 \cdot 10^4} \cdot \frac{(w - 4 \cdot 10^4) \cdot (w + 4,541 \cdot 10^6)}{(w^2 + 1087 w + 5,219 \cdot 10^7)} \quad (4.7)$$

Com uma dinâmica de terceira ordem, o primeiro termo da equação (4.7) especifica o ganho da planta $K_{vod}(w)$, o segundo termo representa o atraso computacional $G_{at}(w)$, composto por um par de zero+polo, em que o zero é de fase não mínima. No terceiro termo, o segundo zero de fase não mínima, resultante da discretização, compõe a planta (4.7).

Nesta planta, em baixas frequências, a curva de ganho é de praticamente -27 dB. Quando a frequência atinge 1140 Hz, se tem o pico da ressonância com um ganho de -10,3 dB. Na sequência o ganho decai a uma taxa de 40 dB/década. A fase começa em um ângulo aproximado de 360°, sendo atenuada pelo filtro logo após a f_c . Logo, a planta é tida como instável. A resposta em frequência de $G_{vod}(w)$ é exibida na Figura 54.

Figura 54 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_{vod}(w)$, do controlador $C_{vod}(w)$ e da planta compensada $G_{vodCOMP}(w)$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Sendo uma planta instável, somente com um ganho K_p não é possível estabilizar a planta. A princípio, para esta estratégia, um controlador PI+polo foi projetado. No entanto, somente é possível estabilizar o sistema até uma f_c máxima de 120 Hz. Acima desta frequência, a MF não ultrapassa 13°. Portanto, um controlador PID+polo é implementado a fim de aumentar a f_c . A equação (4.8) representa controlador de tensão projetado.

$$C_{vod}(w) = 3,9925 \cdot \frac{(w + 8536) \cdot (w + 2160)}{w \cdot (w + 2,515 \cdot 10^5)} \quad (4.8)$$

Neste compensador, os zeros estão alocados em 334 Hz e 1,36 kHz para garantir uma MF satisfatória de 59,2° na f_c de 1,19 kHz, pouco abaixo dos 2 kHz previstos. A resposta em frequência de $C_{vod}(w)$ e da planta compensada $G_{vodCOMP}(w)$ é exibida na Figura 54. Na planta compensada se observa a dupla passagem por zero da curva de ganho. Em 41,5 Hz e 1,19 kHz. Sistemas estáveis podem conter duas ou mais frequências de cruzamento da curva de ganho, onde a MF utilizada para o projeto do compensador é aquela que está mais próxima da instabilidade, ou seja, a menor (OGATA, 2010).

Aplicando a transformada inversa, o controlador de tensão no plano discreto z é:

$$C_{vod}(z) = \frac{0,7007 z^2 - 1,083 z + 0,4077}{z^2 - 0,2744 z - 0,7256} \quad (4.9)$$

4.5.2 Projeto do controlador de corrente em cascata

No projeto do controlador de corrente $C_i(z)$, o modelo de pequeno sinal obtido em (3.137) é empregado. Se valendo da metodologia de projeto da Figura 51 e dos parâmetros das Tabelas 5 e 6:

$$G_i(w) = 1,1345 \cdot \frac{w - 4 \cdot 10^4}{w + 4 \cdot 10^4} \cdot \frac{(w - 4 \cdot 10^4) \cdot (w + 1011)}{(w^2 + 1086 w + 5,218 \cdot 10^7)} \quad (4.10)$$

A equação (4.10), de terceira ordem, possui dois zeros de fase não mínima e um zero de fase mínima. O primeiro termo da equação especifica o ganho da planta $K_i(w)$. O segundo, o atraso computacional $G_{at}(w)$, composto por um par de zero+polo, no qual o zero é de fase não mínima. O segundo zero de fase não mínima, presente no terceiro termo, provem da discretização da planta.

A resposta em frequência da planta $G_i(w)$ é apresentada na Figura 55. É verificado que em baixas frequências, a curva de ganho tem origem em aproximadamente -1 dB, cruza por zero e alcança o pico da ressonância em 1140 Hz, com um ganho de 32,6 dB. Em seguida, até a f_s , a curva não cruza mais por zero. A fase inicia em 360° e à proporção que a frequência aumenta, se aproxima de 0° . Consoante com estas propriedades, a planta é classificada como instável.

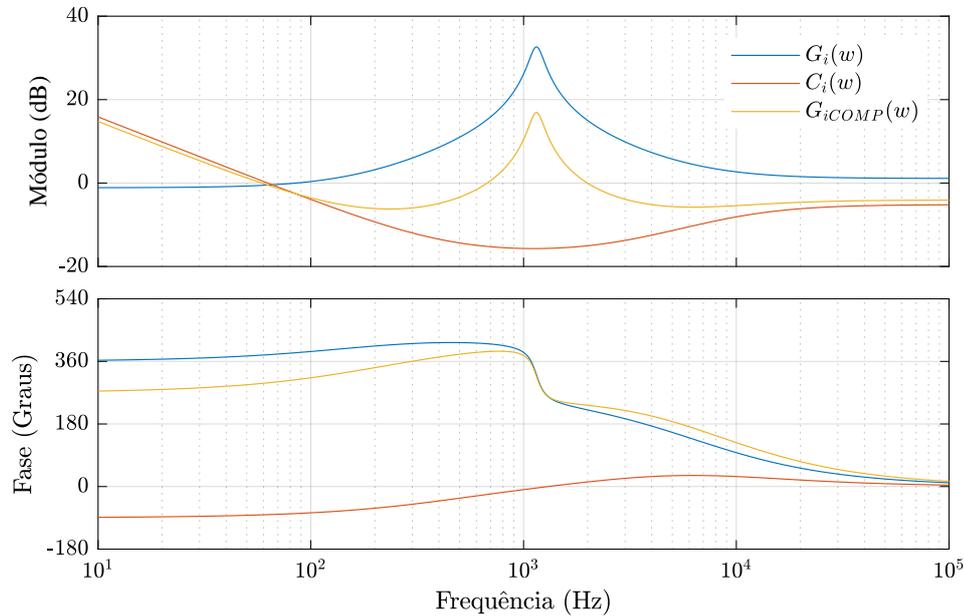
Inicialmente, para esta estratégia, um controlador PI+polo foi projetado. Entretanto, a exemplo do que sucede no sentido Boost, a MF também não ultrapassa 45° , tornado o sistema propenso à instabilidade. Deste modo, um controlador PID+polo é implementado. A equação (4.11) corresponde ao controlador de corrente projetado.

$$C_i(w) = 0,55148 \cdot \frac{(w + 2748) \cdot (w + 1,71 \cdot 10^4)}{w \cdot (w + 6,645 \cdot 10^4)} \quad (4.11)$$

Em (4.11) o polo na origem assegura ganho infinito e erro estático nulo. Os zeros estão alocados em 437 Hz e 2,72 kHz para garantir uma MF conveniente. O polo em 10,6 kHz é alocado para filtrar ruídos da alta frequência e impedir ganho acima de 0 dB depois de f_s . Com estes ajustes, se atinge uma MF de $53,8^\circ$ com uma f_c de 2 kHz, certificando estabilidade em malha fechada.

A resposta em frequência de $C_i(w)$ e da planta compensada $G_{iCOMP}(w)$ são mostrados na Figura 55. A planta compensada possui dois cruzamentos pelo eixo 0 dB. O primeiro em 117 Hz e o segundo em 2 kHz. A exemplo da planta $G_{vodCOMP}(w)$ da subseção anterior, a MF utilizada para o projeto de controle é aquela que se encontra em 2 kHz.

Figura 55 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_i(w)$, do controlador $C_i(w)$ e da planta compensada $G_{iCOMP}(w)$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Aplicando a transformada inversa, o controlador de corrente no plano discreto z é:

$$C_i(z) = \frac{0,3161 z^2 - 0,4023 z + 0,1105}{z^2 - 0,7515 z - 0,2485} \quad (4.12)$$

Seguindo o procedimento de projeto especificado na Figura 51 com os parâmetros das Tabelas 3 e 4, o modelo matemático obtido em (3.138), no semi-plano w é dado por:

$$G_v(w) = -0,025776 \cdot \frac{w - 4 \cdot 10^4}{w + 999,8} \quad (4.13)$$

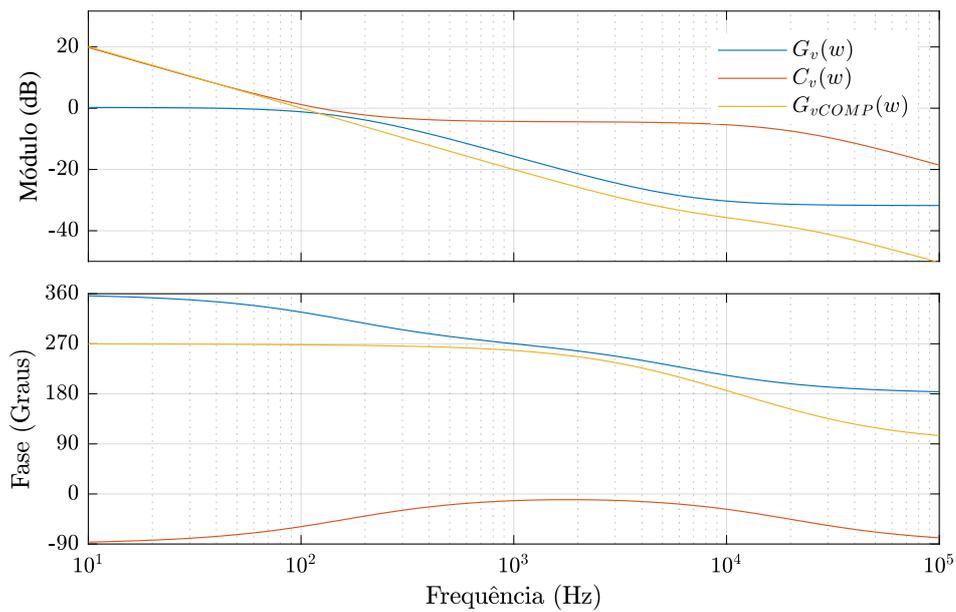
Na equação (4.13), que possui dinâmica de primeira ordem, o zero é de fase não mínima e resulta do processo de discretização. Na resposta em frequência, demonstrada na Figura 56, se verifica que em baixas frequências, o ganho é positivo, cruzando por zero em 40 Hz decaindo até por volta de -31 dB após f_s . A fase inicia pouco abaixo de 360° e a medida que a frequência aumenta, decresce 180° .

A planta de tensão é estável com uma f_c de 40 Hz e MF de 166° . Mesmo sendo estável, a MF é muito elevada, o que acarreta em uma resposta muito lenta e superamortecida. Somente com um ganho P não é possível reduzir a MF até 90° sem ultrapassar o limite da f_c , que neste caso é de 200 Hz. Em tal caso, um controlador PI+polo é projetado para adequar a MF, designado por:

$$C_v(w) = 7.552 \cdot 10^4 \cdot \frac{w + 1023}{w \cdot (w + 1,256 \cdot 10^5)} \quad (4.14)$$

Em (4.14), o integrador na origem proporciona ganho infinito e erro estático nulo, o zero em 163 Hz cancela o polo da planta e elevar a MF, um polo em 20 kHz atenua ruídos provenientes da alta frequência e o ganho K_p proporciona uma f_c de 100 Hz, para uma MF de 88° e estabilidade em malha fechada. As curvas do controlador de tensão e da planta compensada são exibidas na Figura 56.

Figura 56 – Resposta em frequência da planta não-compensada $G_v(w)$, do controlador $C_v(w)$ e da planta compensada $G_{vCOMP}(w)$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

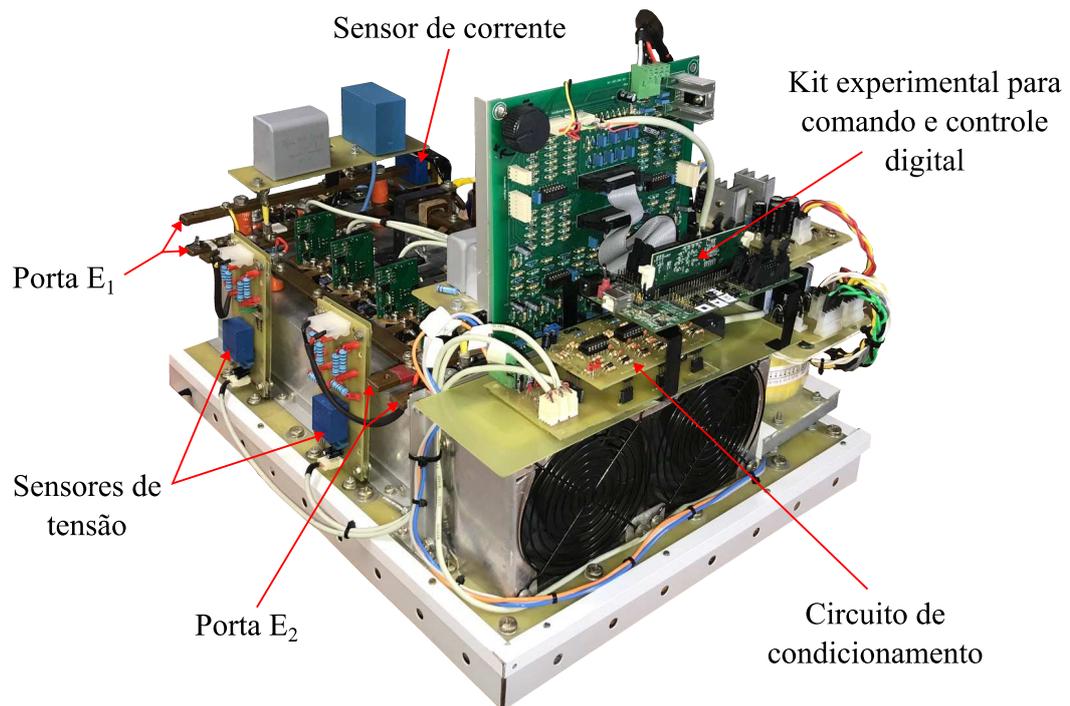
A equação que descreve o controlador no plano z é:

$$C_v(z) = \frac{0,4676 z^2 - 0,02332 z + 0,4442}{z^2 - 0,483 z - 0,517} \quad (4.15)$$

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados experimentais, que validam o desenvolvimento teórico realizado nos capítulos anteriores, para comprovar a efetiva capacidade dos controladores em malha fechada, nos sentidos de operação Boost e Buck. O protótipo do conversor estudado e utilizado nos ensaios experimentais, para a implementação do controle, é exibido na Figura 57.

Figura 57 – Imagem do protótipo montado no laboratório



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Tabela 7, denota os principais componentes do protótipo e suas especificações técnicas, não abrangidos anteriormente nas Tabelas 3 e 5 do capítulo anterior.

Tabela 7 – Especificação dos principais componentes eletrônicos do protótipo

Componente	Especificações	Modelo	Fabricante
IGBT	34 A / 1200 V	APT45GP120J	Microsemi
Diodo schottky	20 A / 1200 V	FFSP20120A	ON
Capacitor	50 μ F / 800 V	MKP1848650084Y5	Vishay
Capacitor	22 μ F / 450 V	MKP1848622454P4	Vishay
Kit experimental	32-bit / 16 ADC	TMS320F28335	Texas
Transdutor de corrente	0 ... 100 A	LA 55-P/SP1	LEM
Transdutor de tensão	10 ... 1500 V	LV 25-P/SP5	LEM

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Tabela 8 apresenta as especificações do protótipo durante a realização dos ensaios.

Tabela 8 – Especificações do protótipo durante os ensaios

Grandeza	Valor
Potência máxima	2 kW
Tensão nominal da porta E_1	200 V
Tensão nominal da porta E_2	550 V
Degrau de tensão no sentido Boost	100 V
Degrau de tensão no sentido Buck	50 V
Resistência de carga nominal (Boost)	142 Ω
Resistência de carga nominal (Buck)	20,33 Ω
Degrau de carga no sentido Boost	40 %
Degrau de carga no sentido Buck	22 %
Resistência adicional (Boost)	56 Ω
Resistência adicional (Buck)	4,07 Ω

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

5.1 RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO COMO BOOST

O objetivo do ensaio experimental, do controle do conversor operando como Boost, se sintetiza na análise de desempenho dos controladores em regime permanente, bem como da aplicação de perturbações do tipo degrau, no sinal de referência e na resistência de carga, verificando a resposta dinâmica dos controladores e comparando-os com os resultados de simulação.

Para este sentido de operação é empregada a estratégia de controle de corrente em cascata, ilustrada na Figura 49 do capítulo anterior, implementada com as equações à diferença derivadas dos compensadores (4.3) e (4.6).

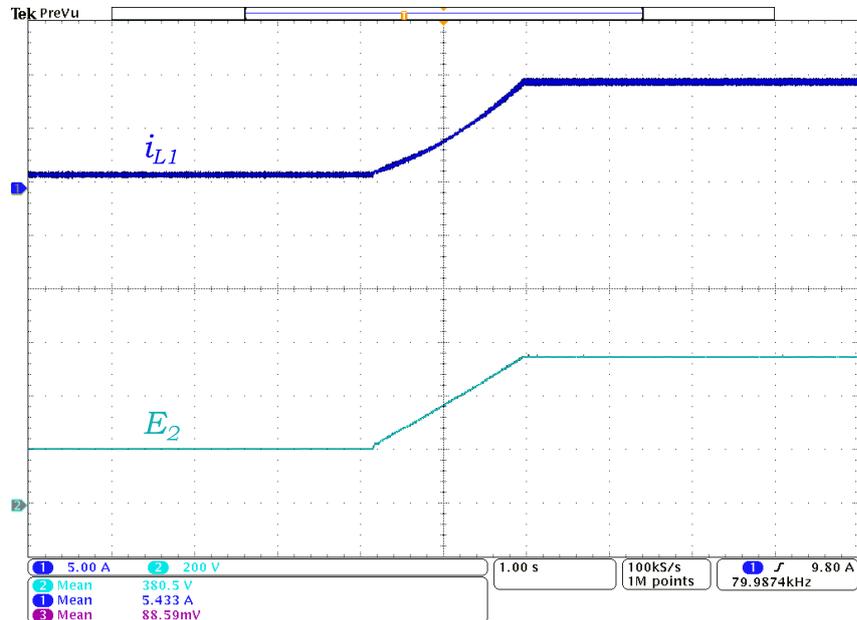
5.1.1 Análise em regime permanente

Na operação em regime permanente, o conversor é inicializado com uma rampa de pré-carga de 2 segundos. Após este período, o conversor se encontra operando a plena carga. A Figura 58 demonstra a tensão de saída E_2 e a corrente no indutor i_{L1} durante a inicialização do conversor, no sentido Boost.

Analisando a Figura 58 se verifica que a corrente no indutor i_{L1} e a tensão de saída E_2 nominais são alcançadas ao final da rampa quando o conversor opera com razão cíclica nominal. Também se observa que, antes da inicialização da rampa, o conversor possui níveis de tensão e corrente diferentes de zero. Isto se deve ao fato de que no sentido Boost, a tensão de entrada é aplicada à saída do conversor pelos diodos paralelos aos interruptores S_1 a S_4 . Na Figura 59 é possível verificar com maior detalhamento além da correntes no

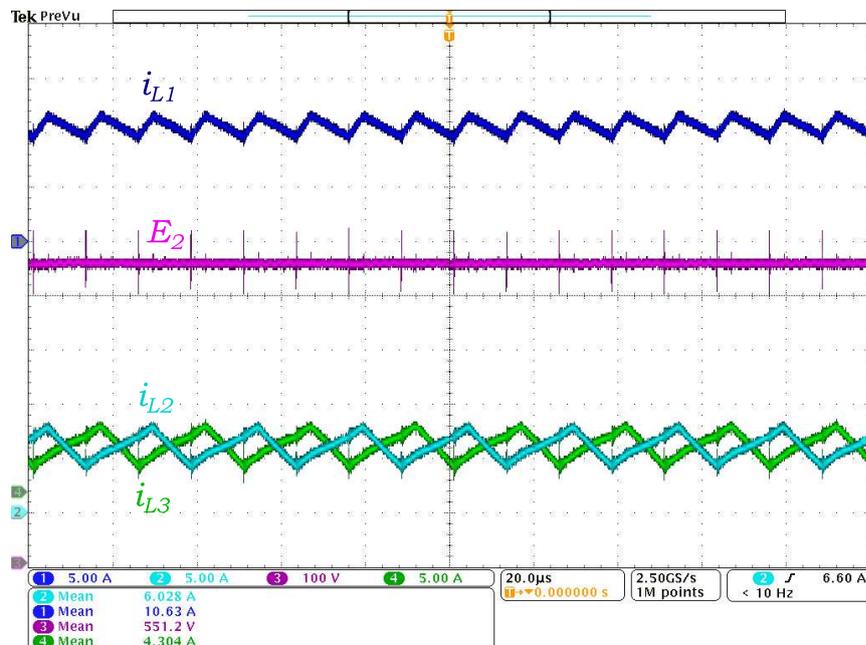
indutor principal i_{L1} e da tensão de saída E_2 , os as correntes das fases i_{L2} e i_{L3} do indutor acoplado.

Figura 58 – Rampa de inicialização no sentido Boost



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 59 – Correntes i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} e tensão E_2



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Examinando a Figura 59 se observa que a frequência das correntes i_{L2} e i_{L3} têm metade do valor, quando comparadas a frequência da corrente i_{L1} , como relatado e previsto nos capítulos anteriores. Com relação às correntes, teoricamente as correntes médias $\overline{i_{L2}}$ e

$\overline{i_{L3}}$ deveriam ter a metade do valor da corrente média $\overline{i_{L1}}$, mas na prática $\overline{i_{L2}}$ apresenta 6,028 A e $\overline{i_{L3}}$ é igual a 4,304. Somando estas duas correntes se alcança a valor de $\overline{i_{L1}}$. Esta diferença pode ser proveniente ao fato dos indutores L_2 e L_3 não estarem com acoplamento unitário ($k=1$). No indutor acoplado foi medido e calculado um fator de acoplamento igual a 0,9381.

5.1.2 Resposta dinâmica dos controladores em cascata

Para analisar o desempenho dos controladores a uma variação no sinal de referência, um comando foi implementado no código do DSP via entradas digitais, para que um degrau de 100 V seja imposto à referência de tensão. Na Figura 60 é apresentado o resultado obtido na simulação a um degrau de redução na referência e na Figura 61, é exibida a resposta ao mesmo degrau no teste prático.

Verificando os resultados de simulação da Figura 60, se observa que o conversor está operando na tensão nominal de 550 V até $t=0,24$ s. Quando imposta pela nova referência, a tensão de saída leva em torno de 40 ms para responder ao degrau e estabilizar em 450 V com i_{L1} de 6,72 A. Analisando o resultado experimental da Figura 61, apresenta um tempo de acomodação de aproximadamente 30 ms. Na sequência, a referência de tensão retorna para 550 V, em que os resultados simulados e práticos alcançados estão demonstrados nas Figuras 62 e 63.

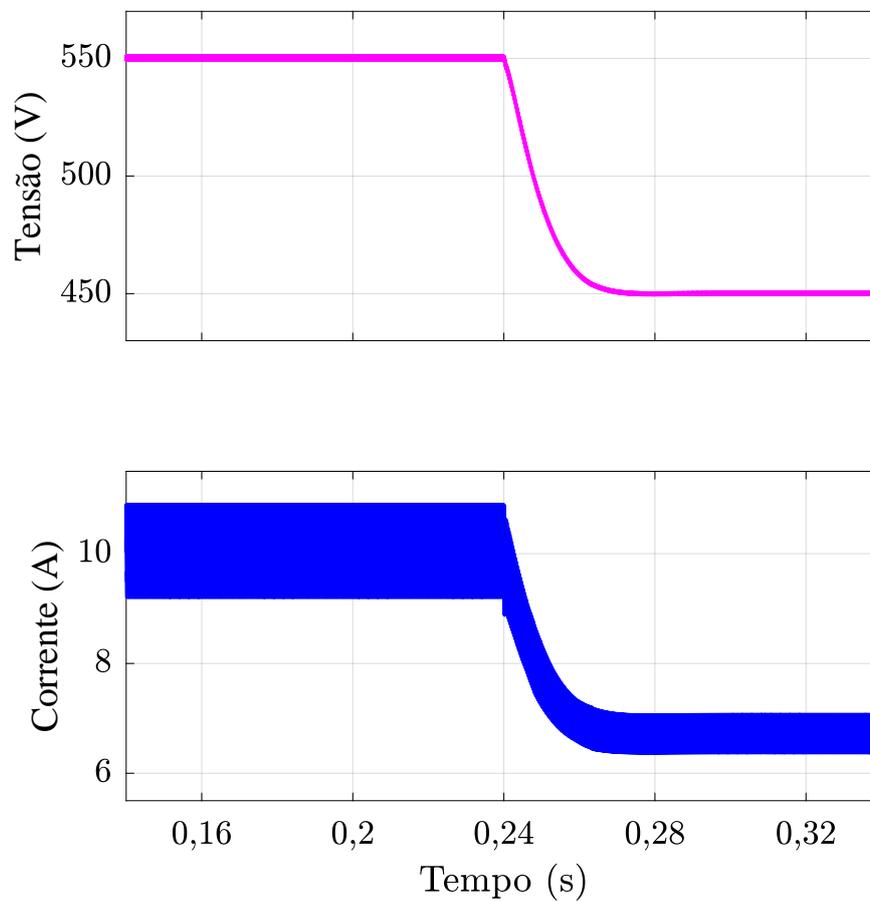
Averiguando a simulação na Figura 62, o tempo de resposta do controle ao degrau de subida imposto em $t=0,36$ s, é de 40 ms, enquanto que o resultado prático da Figura 63, está em torno de 36 ms.

O ensaio seguinte é elaborado com a finalidade de validar o controle perante uma variação repentina na carga do conversor. O conversor é partido com um arranjo de resistências totalizando 142 Ω , que representa a corrente nominal. Em determinado momento, são adicionados 56 Ω em série, o que representa uma redução da corrente de 40 % na carga. As Figuras 64 e 65 demonstram a dinâmica da tensão de saída E_2 e da corrente no indutor i_{L1} , na simulação e no teste prático.

Avaliando os resultados obtidos, se nota que o pico de tensão positivo na simulação, logo após a perturbação na carga em $t=0,25$ s, alcança 617 V. Neste caso, o controlador da malha interna leva 40 ms para reduzir a corrente do indutor e estabilizar a tensão de saída. Por outro lado, no resultado experimental, um pico de 610 V é registrado, enquanto que a corrente leva 35 ms para estabilizar em seu novo patamar. Na sequência, a carga adicional é retirada e são apontadas as variações de tensão e corrente exibidas nas Figuras 66 e 67.

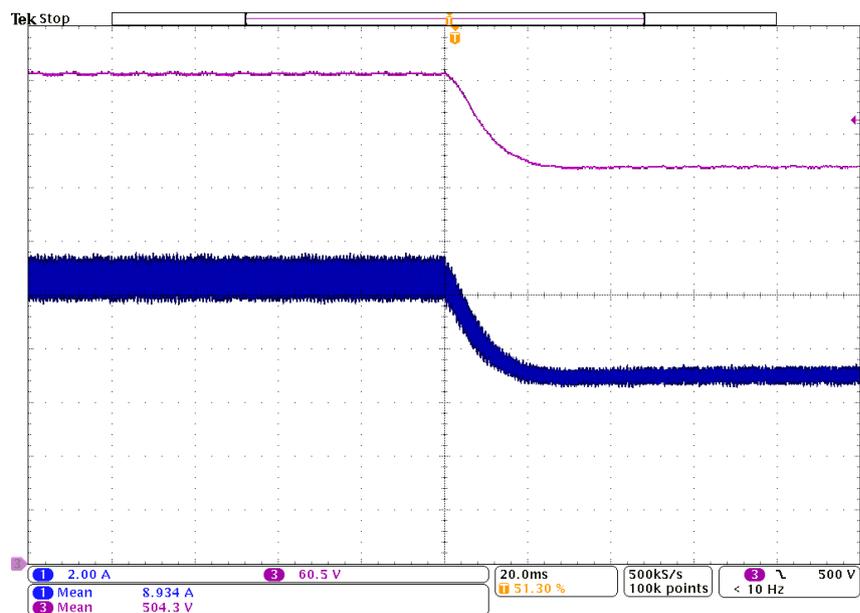
Diante dos resultados apurados na simulação, um afundamento de 57 V é constatado a partir de $t=0,55$ s até que a tensão de saída seja reestabelecida. Para tal, a corrente do indutor necessita de 50 ms para retornar ao seu valor nominal. No ensaio experimental, a

Figura 60 – Degrau de redução na referência de tensão – simulação



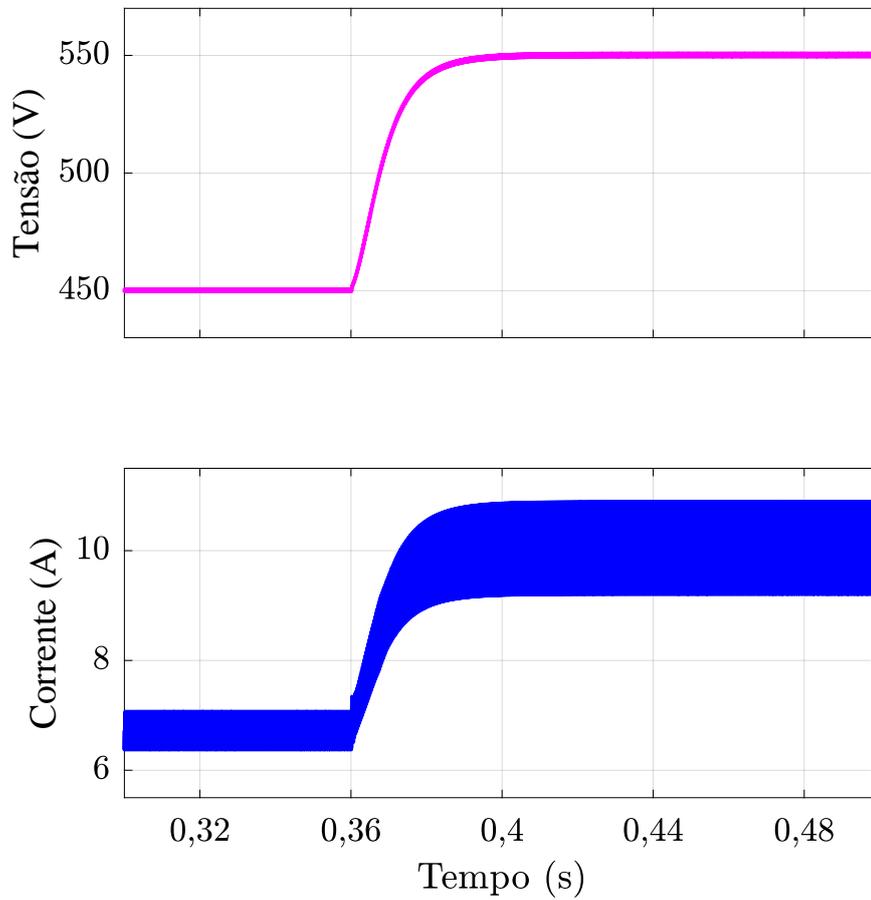
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 61 – Degrau de redução na referência de tensão – experimental



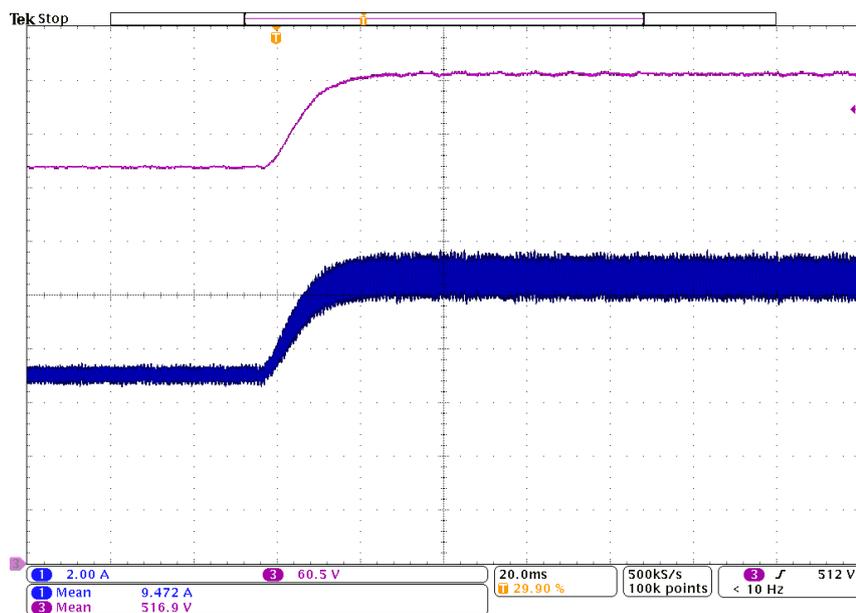
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 62 – Degrau de aumento na referência de tensão – simulação



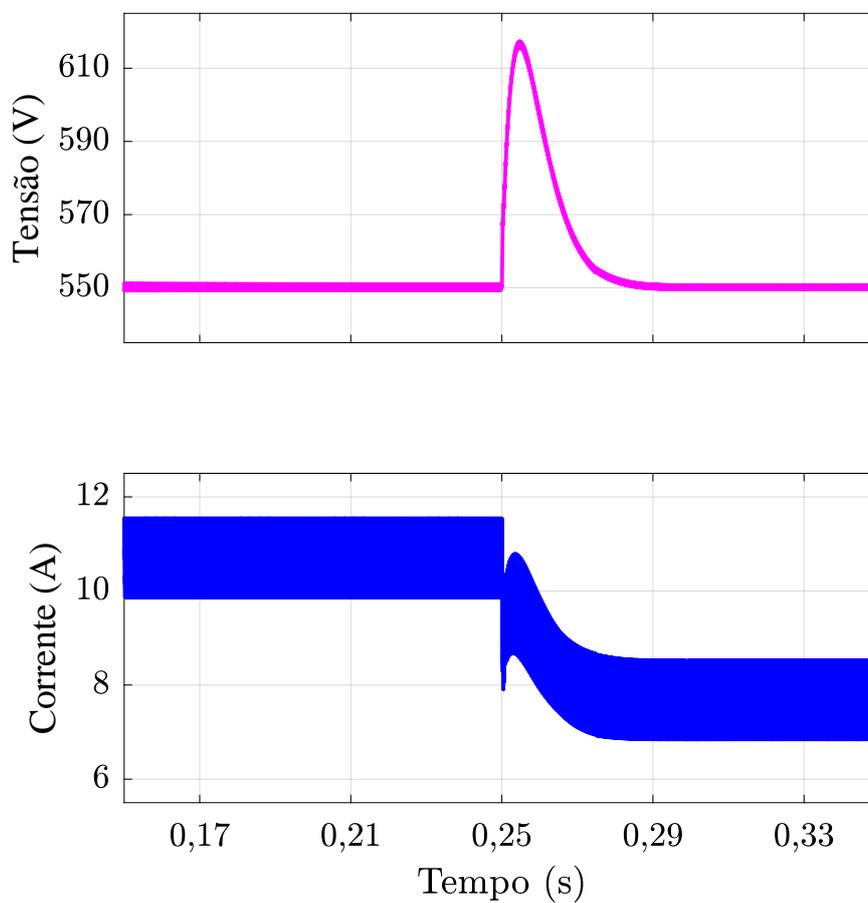
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 63 – Degrau de aumento na referência de tensão – experimental



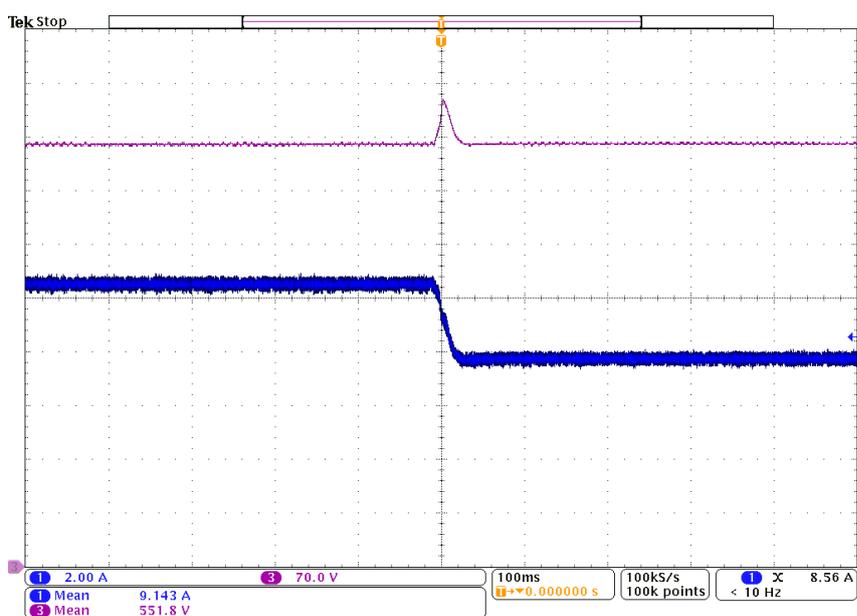
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 64 – Degrau de carga com redução de 40% – simulação



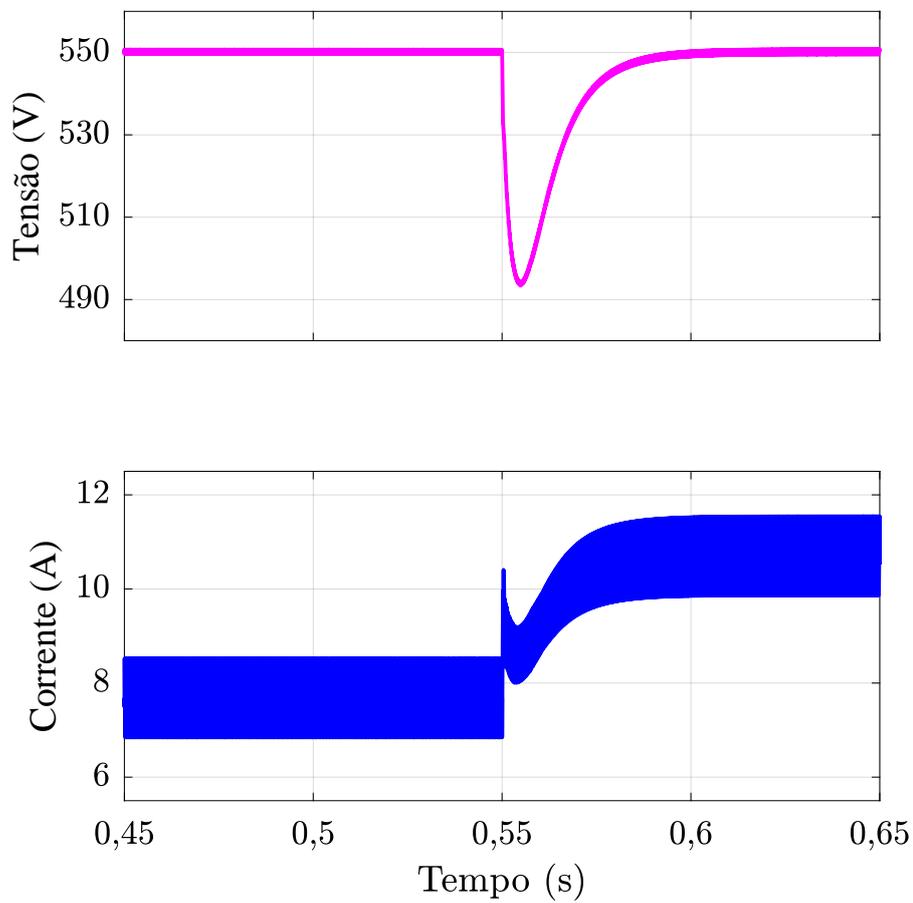
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 65 – Degrau de carga com redução de 40% – experimental



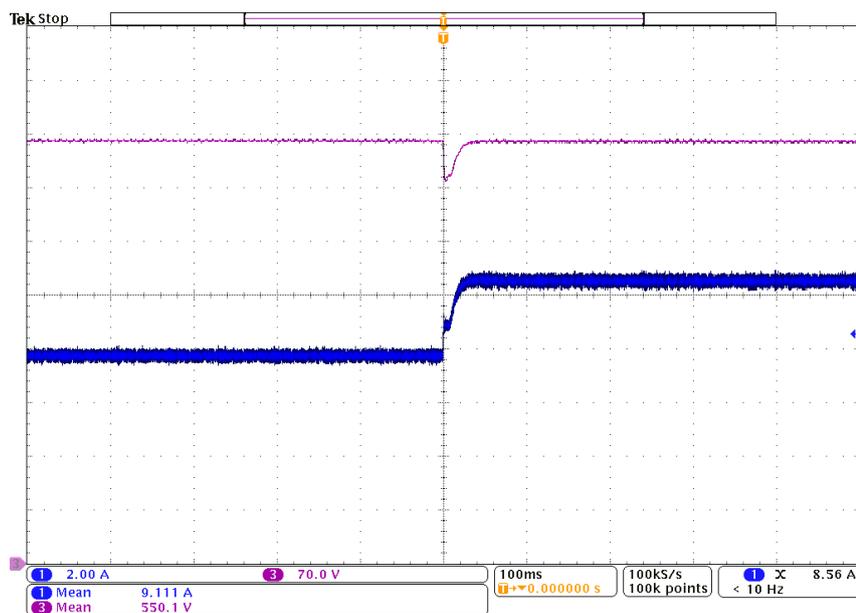
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 66 – Degrau de carga com adição 40% – simulação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 67 – Degrau de carga com adição 40% – experimental

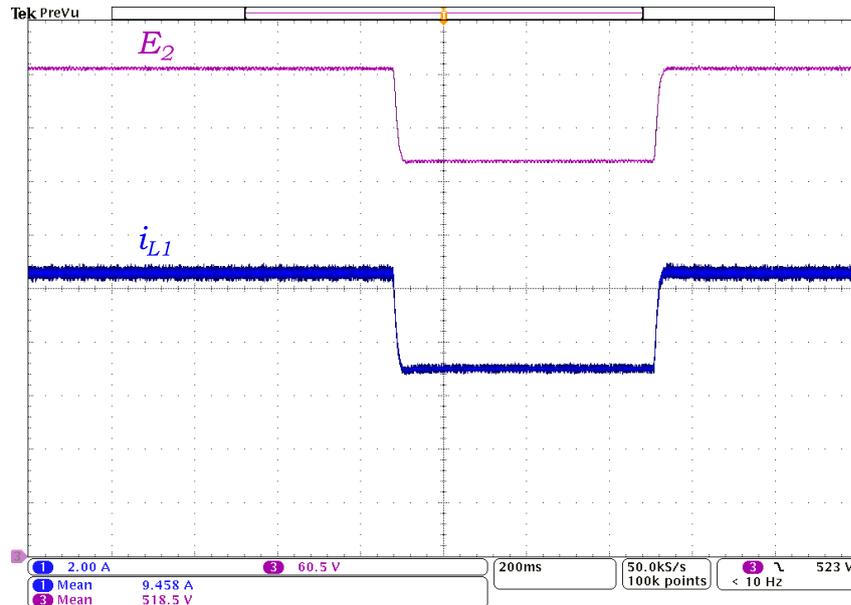


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

tensão mínima registrada é de 496 V, levando 45 ms para que o controle a reconstitua.

Adicionalmente na Figura 68 é exibida a resposta aos degraus de redução e aumento consecutivos, registrados em uma mesma captura de tela do osciloscópio, com uma base de tempo de 200 ms.

Figura 68 – Degraus consecutivos na referência de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 69 expõe os dois degraus em uma mesma captura de tela. Na legenda, gerada pela medição do osciloscópio, se pode checar os valores mínimo e máximo obtidos na momento das perturbações.

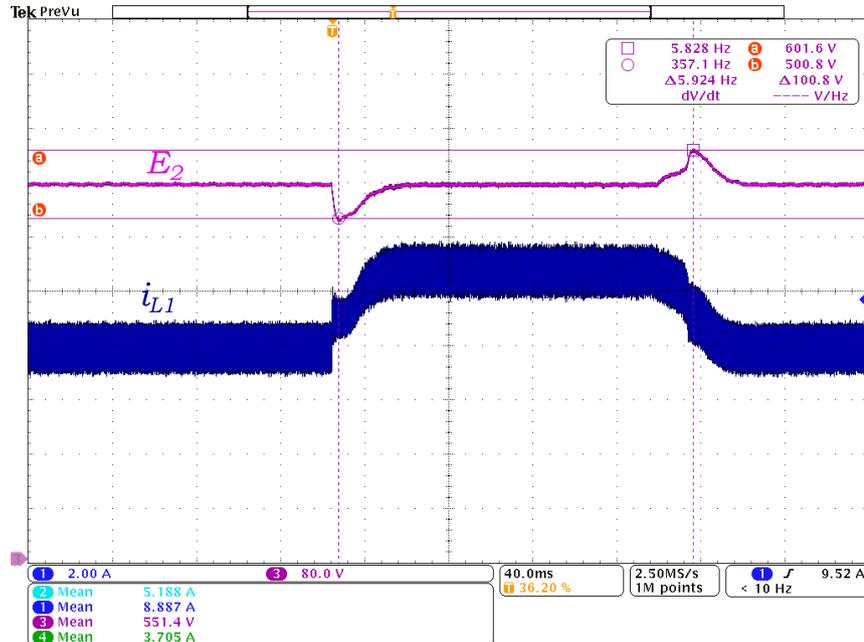
De acordo com os resultados apresentados, se pode confirmar que o controle do conversor operando como Boost responde às perturbações na referência de tensão e na carga de maneira adequada, respeitando os limites impostos pelo projeto e constatados na simulação, sendo ligeiramente mais rápido nos ensaios experimentais. A Tabela 9 sumariza os intervalos registrados durante as perturbações aplicadas à referência, na simulação e experimentação prática apresentadas nas Figuras 60 a 63, enquanto que a Tabela 10 resume além dos intervalos registrados durante as transições de carga exibidas nas Figuras 64 a 67, também as variações de tensão ΔE_2 .

Tabela 9 – Tempos de acomodação – degrau na referência

Degrau	Simulação	Experimental
Redução	37 ms	30 ms
Aumento	40 ms	30 ms

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 69 – Degraus de aumento e redução de carga



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Tabela 10 – Tempos de acomodação e ΔE_2 – degrau de carga

Degraus na carga	Simulação	Experimental
Redução de 40%	40 ms / 67 V	35 ms / 60 V
Adição de 40%	50 ms / 57 V	45 ms / 54 V

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

5.2 RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO COMO BUCK

Similarmente à análise realizada na seção anterior, o desempenho dos controladores em regime permanente e durante perturbações na referência e carga, são investigados experimentalmente para analisar a resposta dinâmica dos controladores, do conversor operando no sentido Buck, frente aos dados de simulação.

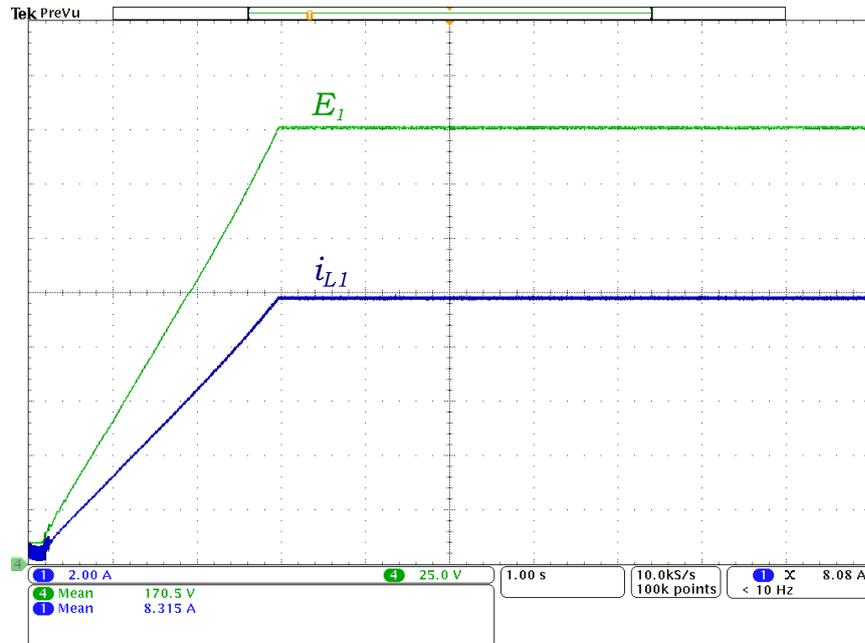
Neste sentido de operação, são testadas duas estratégias de controle. O primeiro ensaio é realizado com o controle de tensão, demonstrado na Figura 48 do capítulo anterior, e implementado através da equação à diferença originária do compensador (4.9). Em seguida, é empregado o controle de corrente em cascata, proveniente dos compensadores (4.12) e (4.15), implementados digitalmente por suas respectivas equações à diferença.

5.2.1 Análise em regime permanente

O conversor é inicializado com uma rampa de pré-carga de 3 segundos. Após este período, está operando à plena carga. Funcionando com razão cíclica nominal ao final

da rampa, a tensão de saída E_1 e a corrente no indutor i_{L1} também são nominais. Antes do início da rampa não existe tensão na saída E_1 , visto que, neste modo, os diodos dos interruptores S_1 a S_4 se encontram reversamente polarizados. A Figura 70 demonstra a inicialização do conversor no sentido Buck.

Figura 70 – Rampa de inicialização do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 71 são detalhados os sinais das correntes no indutor principal i_{L1} , indutor acoplado i_{L2} e i_{L3} e da tensão de saída E_1 .

Pelo mesma razão relatada na seção anterior, $\overline{i_{L2}}$ e $\overline{i_{L3}}$ podem não ser iguais devido a $k < 1$. Contudo, quando somadas, correspondem ao valor da corrente média $\overline{i_{L1}}$.

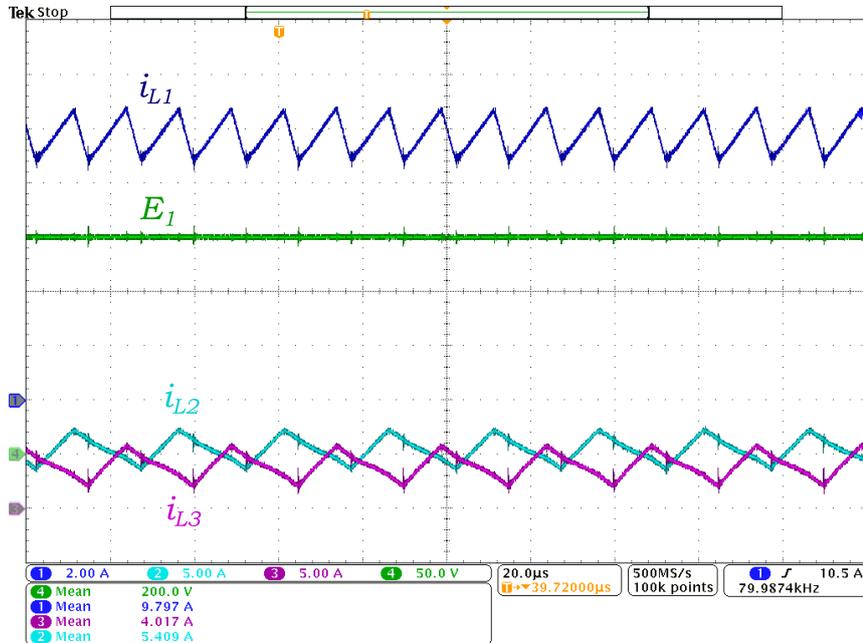
5.2.2 Resposta dinâmica do controlador de tensão

Com o propósito de averiguar o comportamento do controlador de tensão perante uma perturbação na referência, um degrau de 50 V é proposto. Nas Figuras 72 e 73 se constata os resultados teórico e prático obtidos a partir deste degrau.

Analisando a simulação da Figura 72, é observado que o conversor opera na tensão de referência nominal até ser reduzida para 150 V em $t=0,08$ s. A partir deste instante, o controlador necessita de aproximadamente 24 ms para estabilizar a tensão de saída na nova referência. Na corrente do indutor i_{L1} , é constatado um pico inicial que alcança em torno de 12 A, que amortece até estabilizar em 7,5 A. Esta situação ocorre devido a ausência da malha de corrente, esta por sua vez é consequência da tensão. Caso o controlador da malha de tensão seja projetado como uma f_c mais baixa, tornando o controle mais lento, este amortecimento é menos oscilatório. Verificando o resultado experimental na Figura 73,

os mesmos 24 ms são constatados para que o controle acomode a tensão na nova referência. Também é presenciada uma oscilação da corrente i_{L1} no resultado experimental, com um pico de 1,2 A além do valor de regime.

Figura 71 – Correntes i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} e tensão E_1



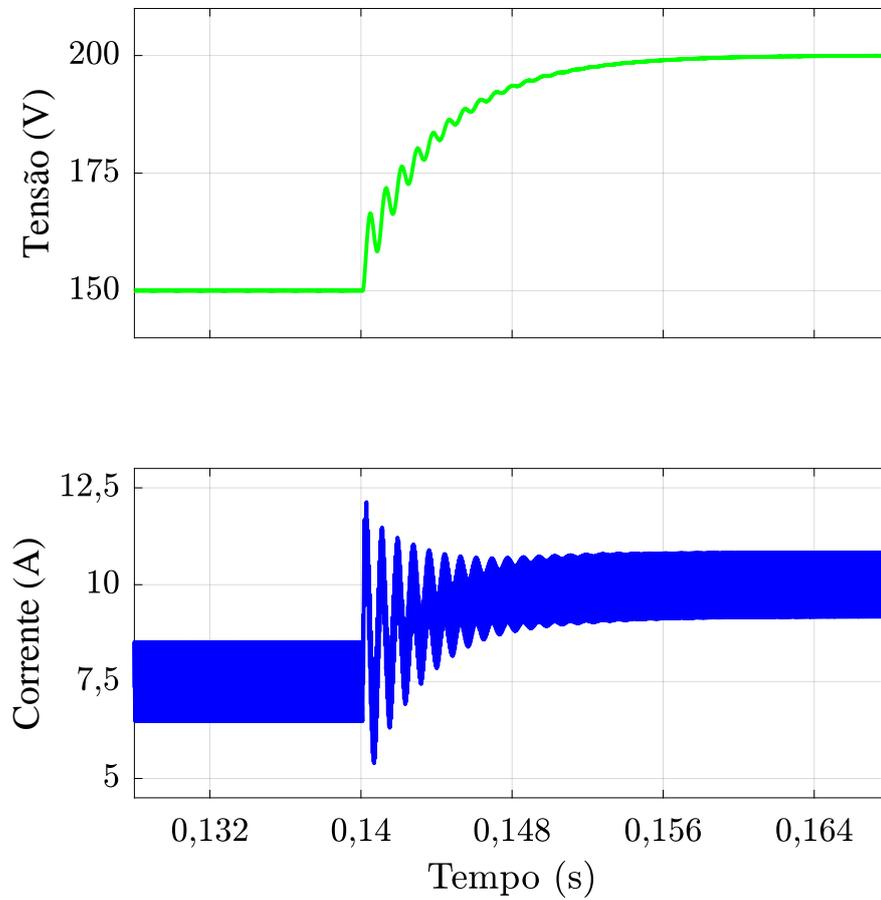
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na continuação, a referência de tensão é retrocedida para 200 V. As Figuras 74 e 75 exibem os resultados desta retroação. Analisando a Figura 74, é constatado que o tempo de subida, após a aplicação do degrau na referência em $t=0,14$ s, é de 26 ms. A forma de onda da corrente i_{L1} apresenta o mesmo comportamento verificado na transição da referência anterior, apresentando um pico inicial de 12 A, amortecendo até se estabelecer em 10 A. Na prática, a Figura 75 denota que a tensão de saída é reconduzida à referência original também em 24 ms, ao passo que a corrente no indutor alcança não mais que 11,2 A de pico.

O próximo ensaio tem como propósito validar o controle diante de uma súbita variação na carga. O conversor é inicializado com um associação de resistências de 20,33 Ω (carga nominal), e em determinado momento, são adicionados 4,07 Ω , o que equivale a uma redução de 22 % na carga. As Figuras 76 e 77 exibem a dinâmica das curvas de tensão de saída E_1 e corrente no indutor i_{L1} , na teoria e prática quando é realizada a variação na carga do conversor.

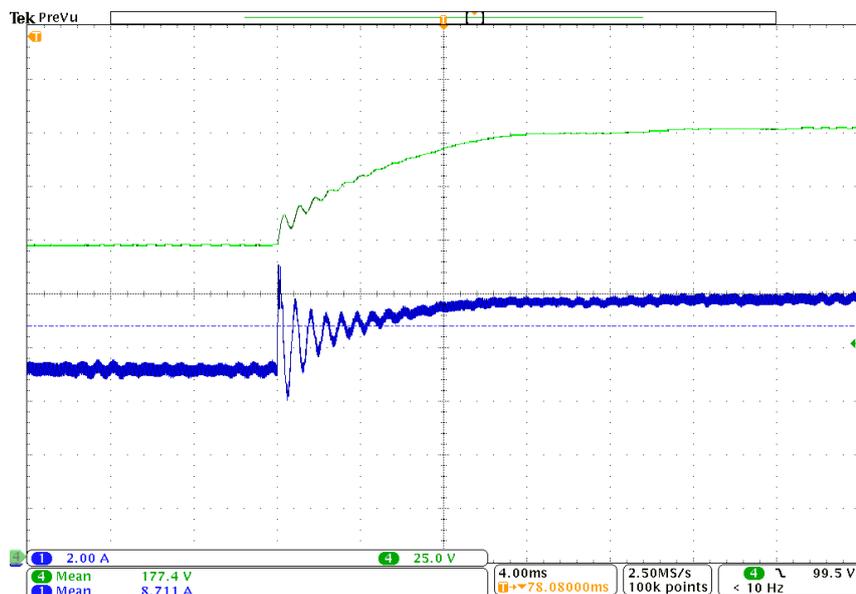
Examinando a simulação na Figura 76, se observa que no momento da adição da carga extra em $t=0,1$ s, transcorrem 20 ms até que o controlador reequilibre a tensão de saída. Também se nota um pico de 204 V no início da atuação do controle. Ao final deste período, a corrente i_{L1} se estabiliza em 8,2 A. Analisando o resultado experimental

Figura 74 – Degrau de aumento na referência de tensão – simulação



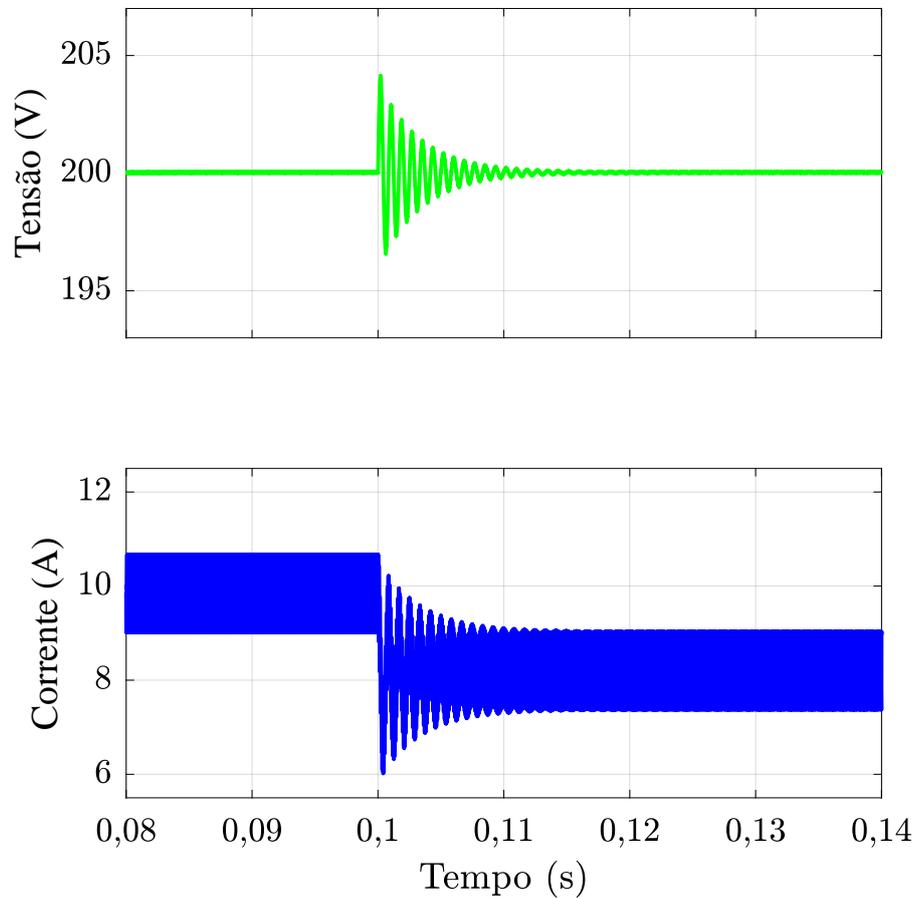
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 75 – Degrau de aumento na referência de tensão – experimental



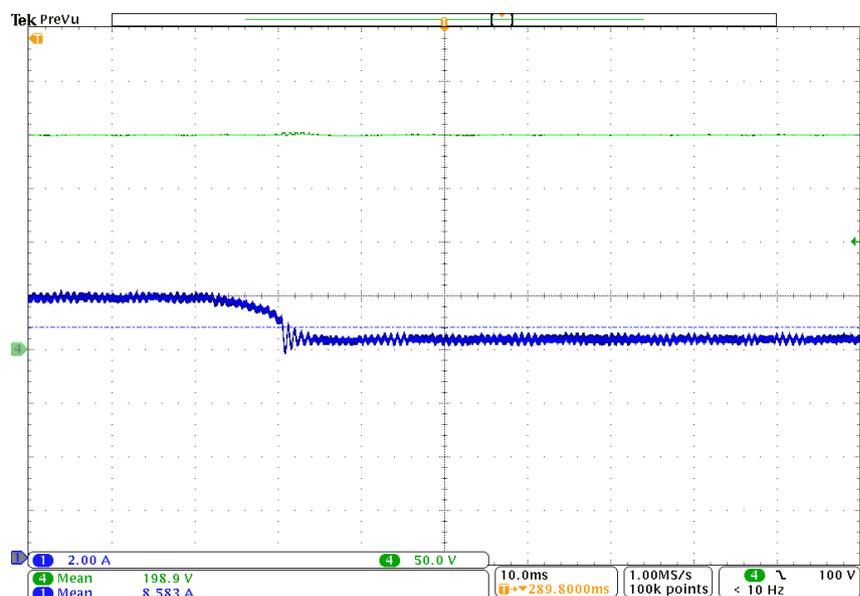
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 76 – Degrau de carga com redução de 22% – simulação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

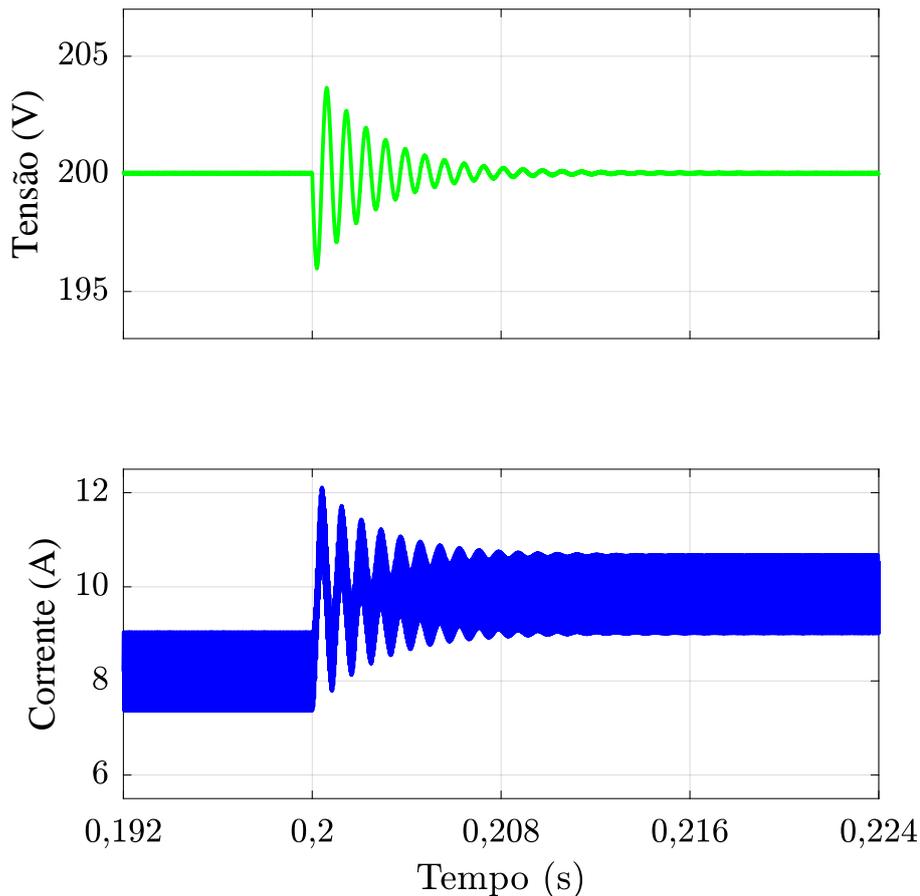
Figura 77 – Degrau de carga com redução de 22% – experimental



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

exibido na Figura 77, é quase imperceptível a flutuação na tensão de saída E_1 , já no sinal de corrente, se pode conferir que o tempo de atuação do controle com a adição da carga extra não ultrapassa 20 ms. Em seguida, retirando carga extra, as Figuras 78 e 79 expõem os resultados obtidos.

Figura 78 – Degrau de carga com adição de 22% – simulação

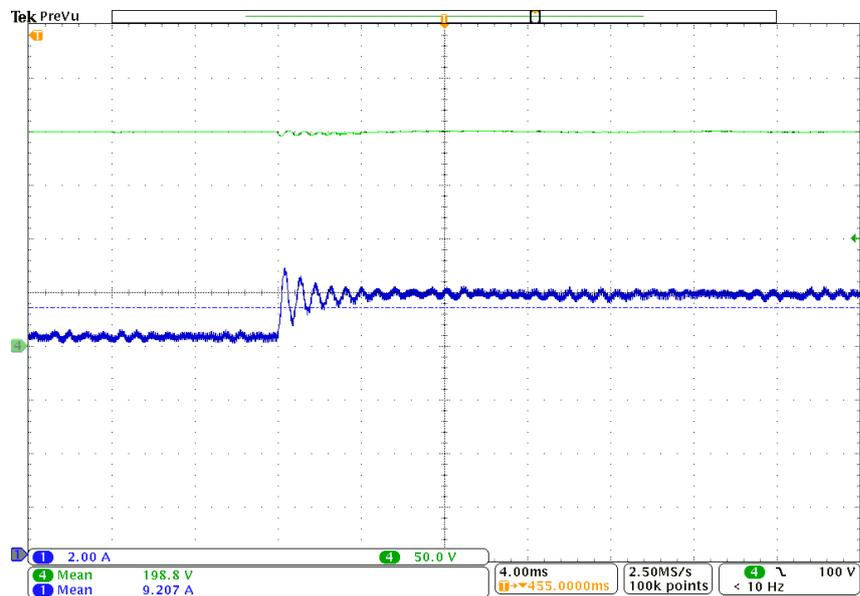


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na simulação apresentada na Figura 78, após a retirada da carga extra em $t=0,2$ s, a tensão de saída é reestabelecida após 16 ms, apresentado um sobressinal máximo de 203 V e um afundamento mínimo de 196 V. Um pico de 12 A e registrado transição da carga. No teste prático registrado na Figura 79, na forma de onda da tensão de saída E_1 , se nota uma pequena oscilação no momento da transição de carga, motivada pela redução da resistência, enquanto que a corrente atinge 11 A de pico, retornando ao seu valor nominal após 8 ms.

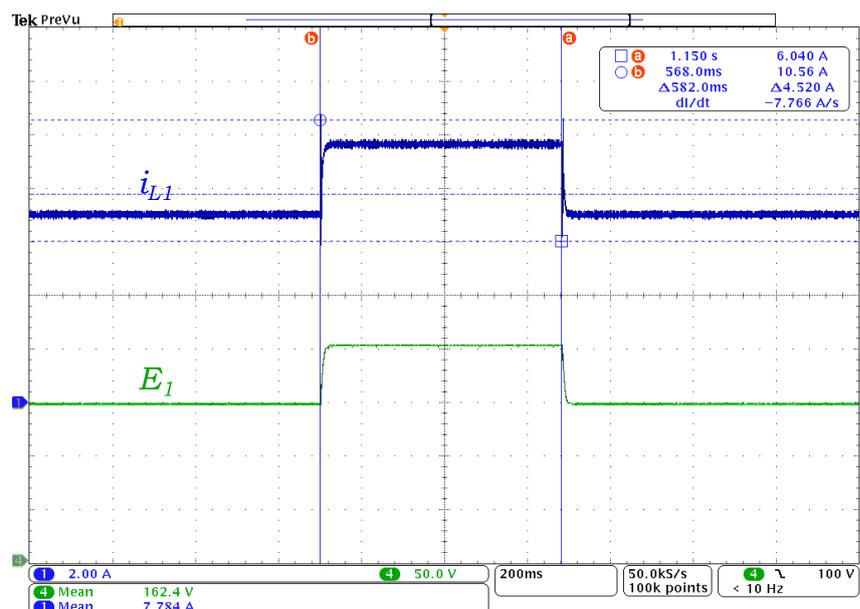
A Figura 80 que segue, exibe a resposta aos degraus de aumento e redução visualizados consecutivamente. Na legenda de medição, gerada pelo osciloscópio, se verificam os valores máximo e mínimo da corrente i_{L1} registrados nos instantes da transição da referência.

Figura 79 – Degrau de carga com adição de 22% – experimental



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

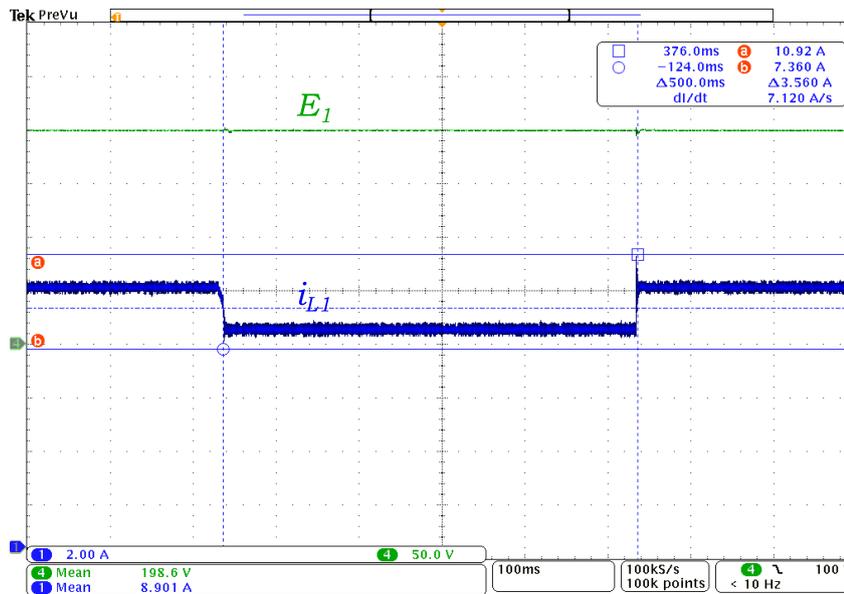
Figura 80 – Degraus consecutivos na referência de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Complementando o ensaio, a Figura 81 exibe as formas de onda da tensão de saída E_1 e corrente no indutor i_{L1} , no instante da aplicação de degraus de carga consecutivos, registrados na mesma captura de tela, com as medições realizadas pelo osciloscópio, da corrente i_{L1} mínima e máxima, no momento de cada degrau, exibidas na legenda.

Figura 81 – Degraus de aumento e redução de carga



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Os resultados experimentais realizados no sentido de operação Buck, comprovam que a dinâmica do controlador de tensão é equivalente aos resultados alcançados nas simulações. Tanto na aplicação do degrau na referência de tensão quanto no degrau de carga, as respostas experimentais são fidedignas, validando o projeto do controle de tensão. É importante ressaltar que a corrente no indutor i_{L1} , mesmo não sendo controlada, requer atenção do projetista para que não seja ultrapassada a máxima prevista pelo projeto do indutor.

A Tabela 11 expõe os tempos de acomodação apontados nas Figuras 72 a 75 durante as perturbações impostas à referência, na teoria e prática, enquanto que a Tabela 12 apresenta os intervalos registrados nas Figuras 76 a 79, durante as alterações de carga e as variações da tensão de saída ΔE_1 .

Tabela 11 – Tempos de acomodação – degrau na referência

Degrau	Simulação	Experimental
Redução	24 ms	24 ms
Aumento	26 ms	24 ms

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Tabela 12 – Tempos de acomodação e ΔE_1 – degrau de carga

Degraus na carga	Simulação	Experimental
Redução de 22%	20 ms / 8 V	20 ms / 5 V
Adição de 22%	16 ms / 7 V	8 ms / 5 V

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

5.2.3 Resposta dinâmica dos controladores em cascata

Para analisar o desempenho dos controladores a uma perturbação na referência de tensão, o mesmo degrau de 50 V, implementado na subseção anterior, é estabelecido. As Figuras 82 e 83 expõem os resultados da simulação e experimental obtidos a partir de um degrau de redução na referência.

Se constata na Figura 82 que o conversor opera na tensão de referência nominal até $t=0,34$ s. Quando a referência é reduzida, o controle leva em torno de 60 ms para responder ao degrau e fixar na nova referência de 150 V com i_{L1} de 7,5 A. Observando o resultado experimental na Figura 83, o controle necessita de 50 ms para acomodar a tensão na nova referência. Em seguida, a referência retorna para 200 V. As Figuras 84 e 85, denotam este ensaio.

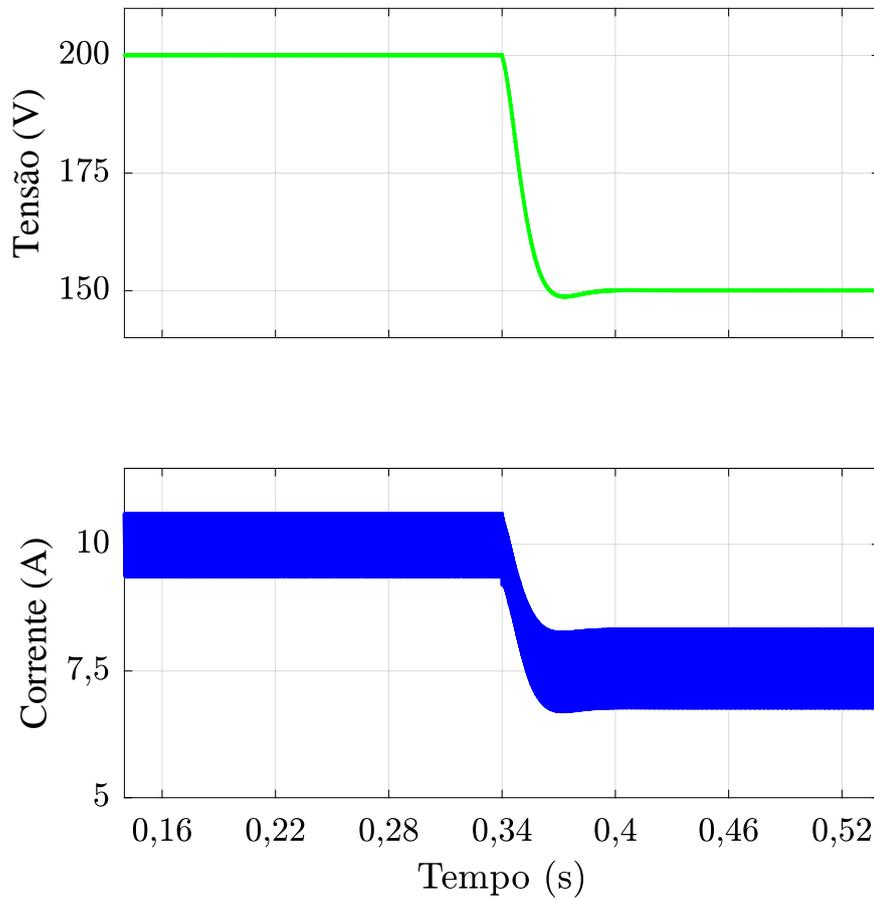
Na simulação apresentada na Figura 84, o tempo de resposta ao degrau de aumento, após a mudança na referência em $t=0,34$ s, é de 60 ms, enquanto que o resultado prático da Figura 85, é de 56 ms.

Na sequência, nas Figuras 86 e 87, o controle é submetido a variações de carga. Neste ensaio, são utilizados os mesmos parâmetros de carga empregados na subseção anterior.

Adicionando a carga extra na simulação da Figura 86 em $t=0,34$ s, o pico de tensão atinge 221,6 V ao passo que a corrente i_{L1} é reduzida para 8,2 A. Na prática, a Figura 87 denota que o sobressinal atinge 219,7 V. O tempo de resposta do controle à perturbação é de 60 ms na simulação, desconsiderando a pequena flutuação que a simulação apresenta após esse período e de 35 ms na experimentação. Removendo a carga adicional em $t=0,74$ s, a Figura 88 expõe um afundamento até 180,3 V, enquanto que na prática exibida na Figura 89, o valor medido é de 182 V. Na simulação, o controle careceu de 60 ms para reestabelecer a tensão de saída E_1 , enquanto que na prática, 45 ms.

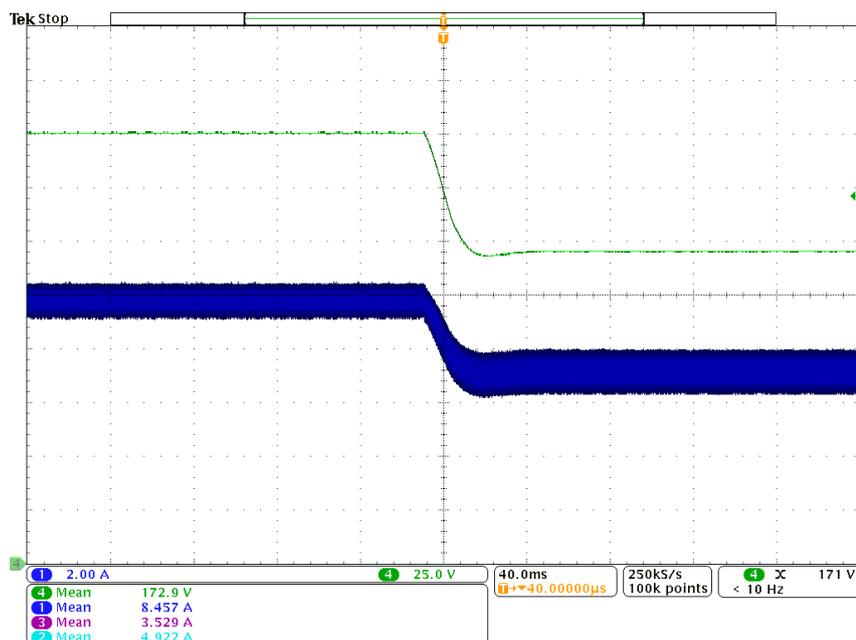
Integrando o ensaio, a Figura 90 mostra as formas de onda da tensão de saída E_1 e da corrente no indutor i_{L1} relativas aos degraus de aumento e redução sucessivos na referência de tensão. Enquanto que a Figura 91 exhibe as mesmas formas de onda resultantes dos dois degraus de carga em uma mesma tela. Na medição gerada pelo osciloscópio, se pode averiguar os valores mínimo e máximo registrados durante as perturbações.

Figura 82 – Degrau de redução na referência de tensão – simulação



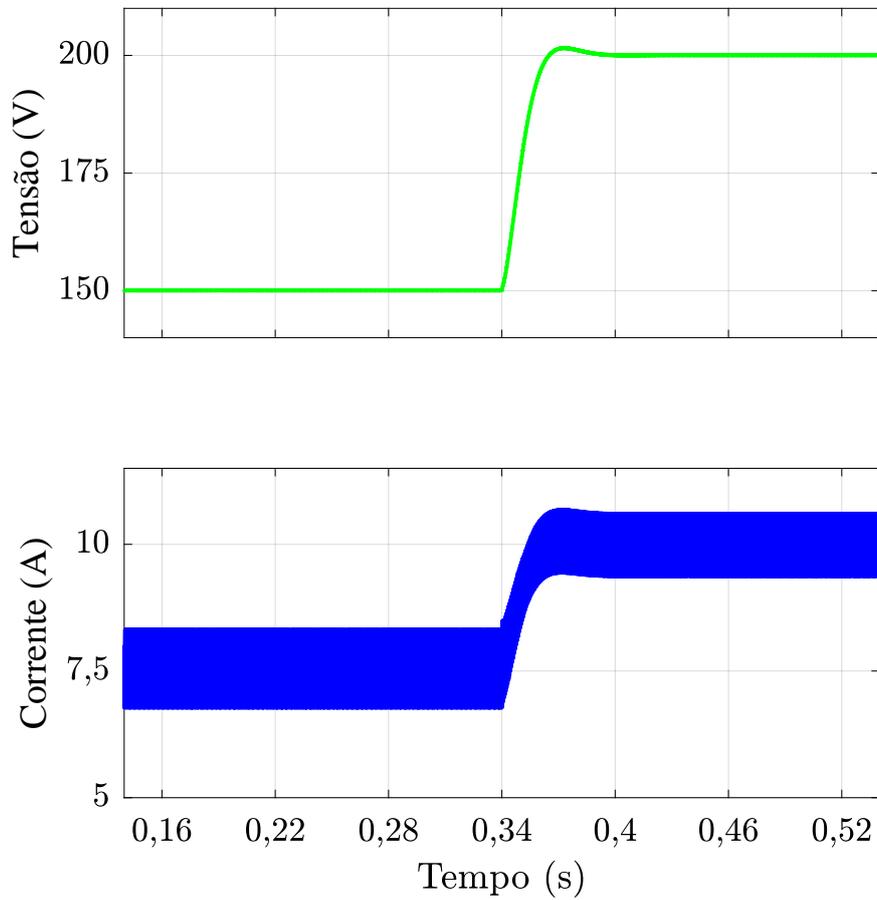
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 83 – Degrau de redução na referência de tensão – experimental



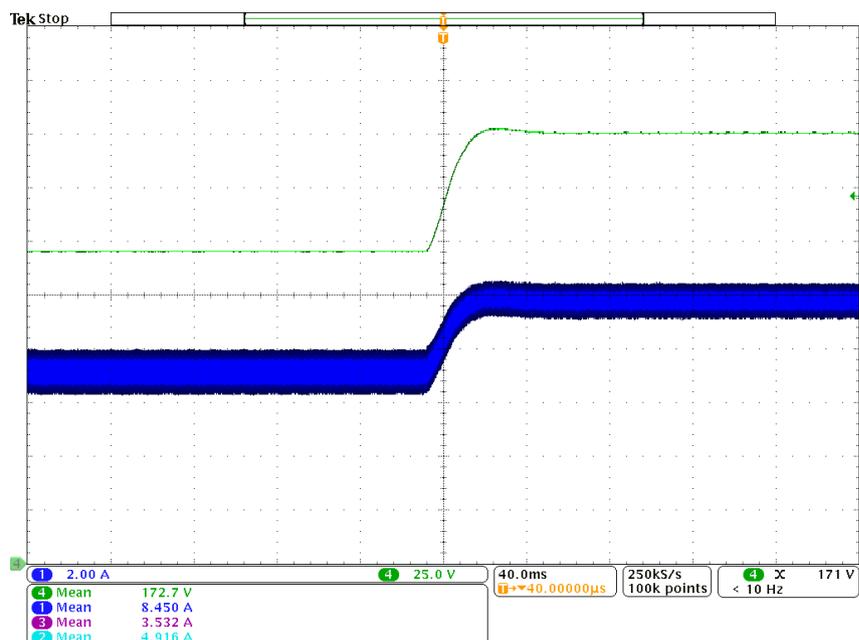
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 84 – Degrau de aumento na referência de tensão – simulação



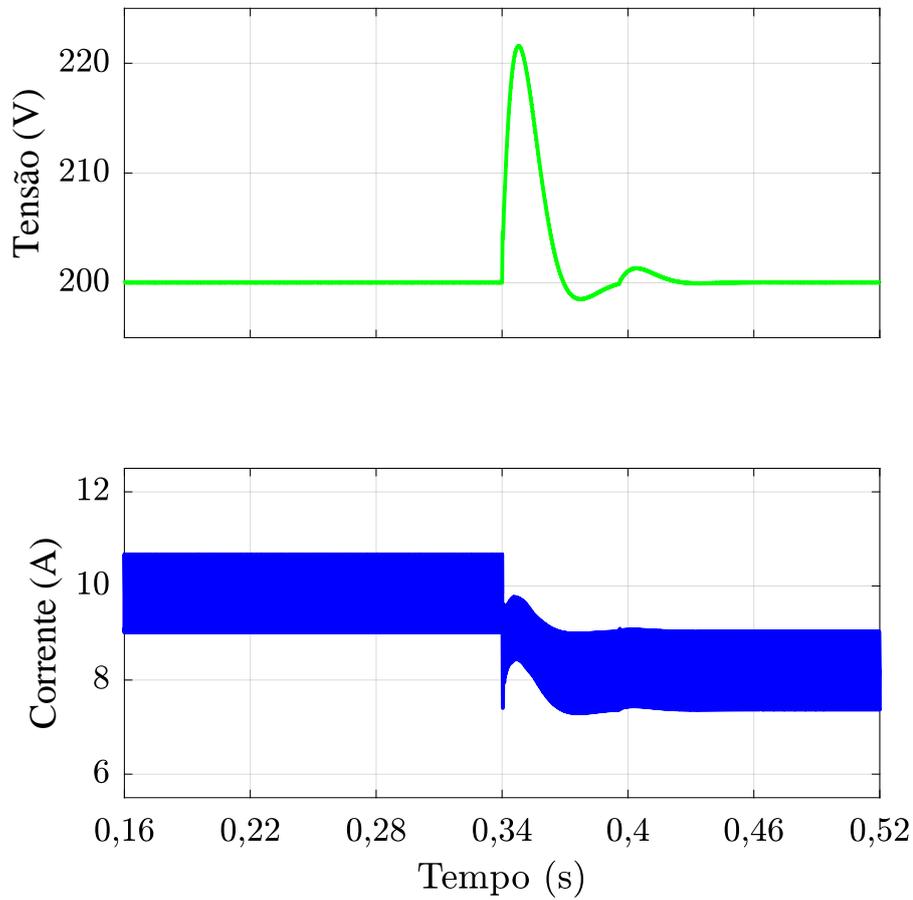
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 85 – Degrau de aumento na referência de tensão – experimental



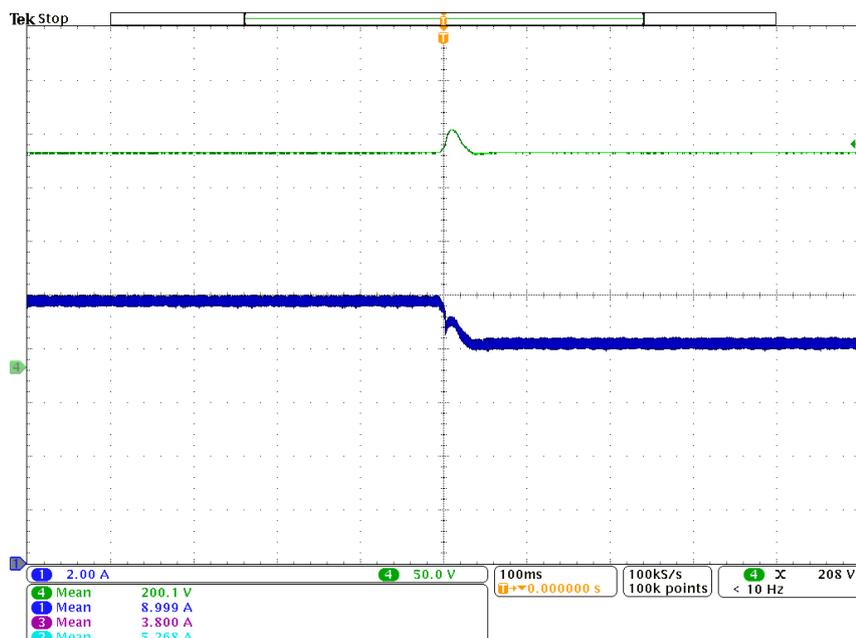
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 86 – Degrau de carga com redução de 22% – simulação



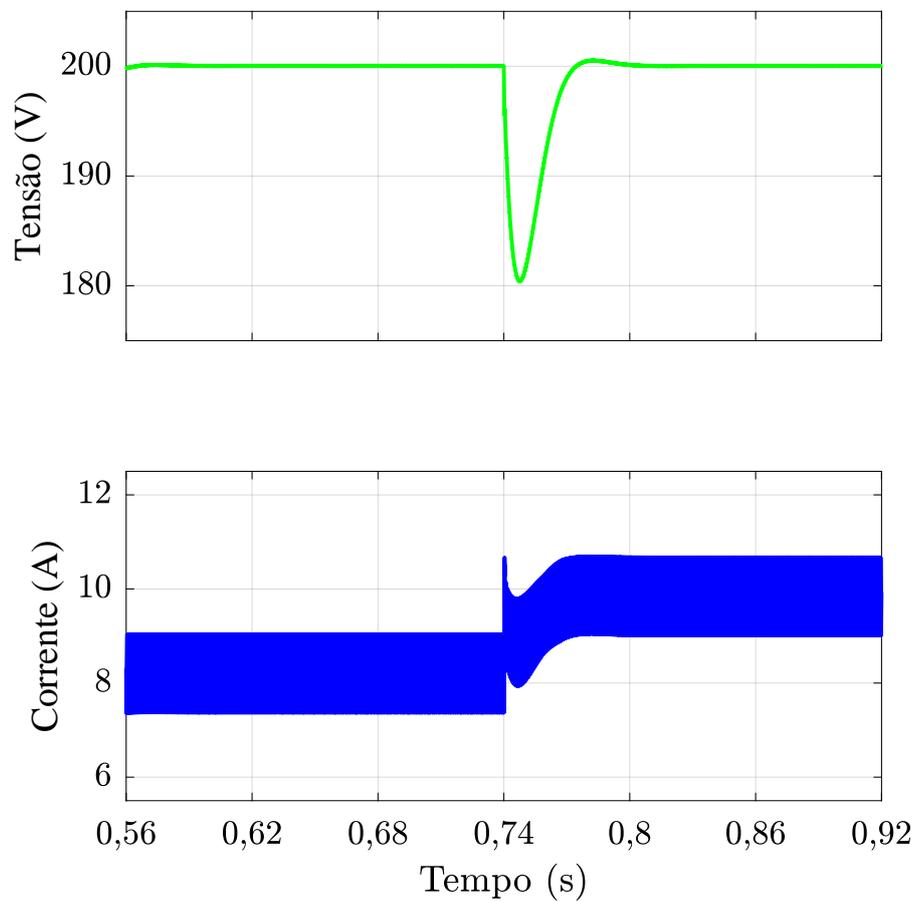
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 87 – Degrau de carga com redução de 22% – experimental



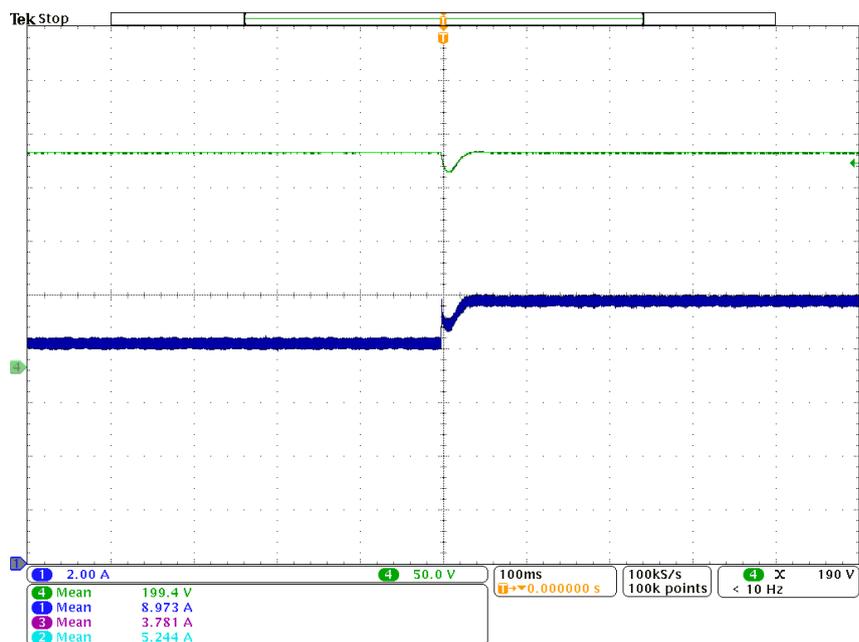
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 88 – Degrau de carga com adição de 22% – simulação



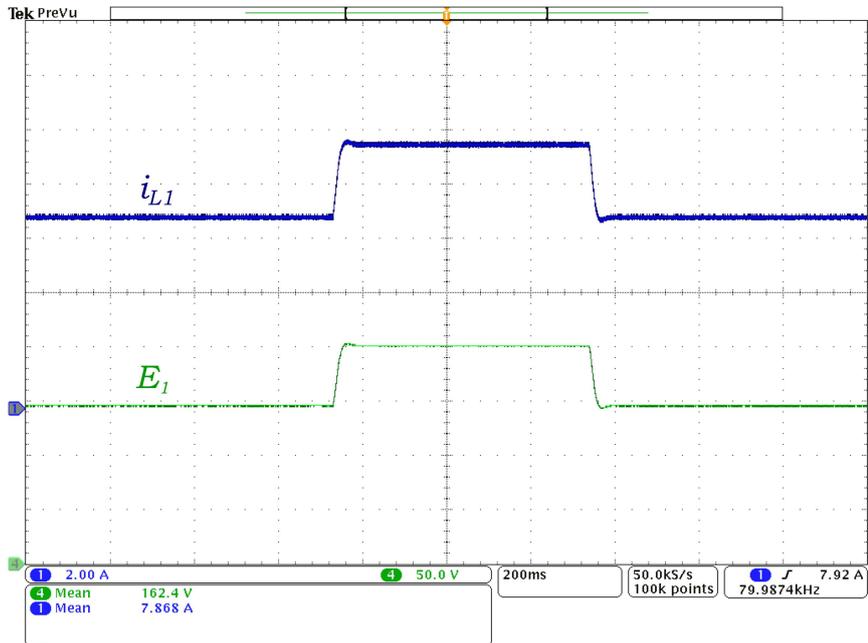
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 89 – Degrau de carga com adição de 22% – experimental



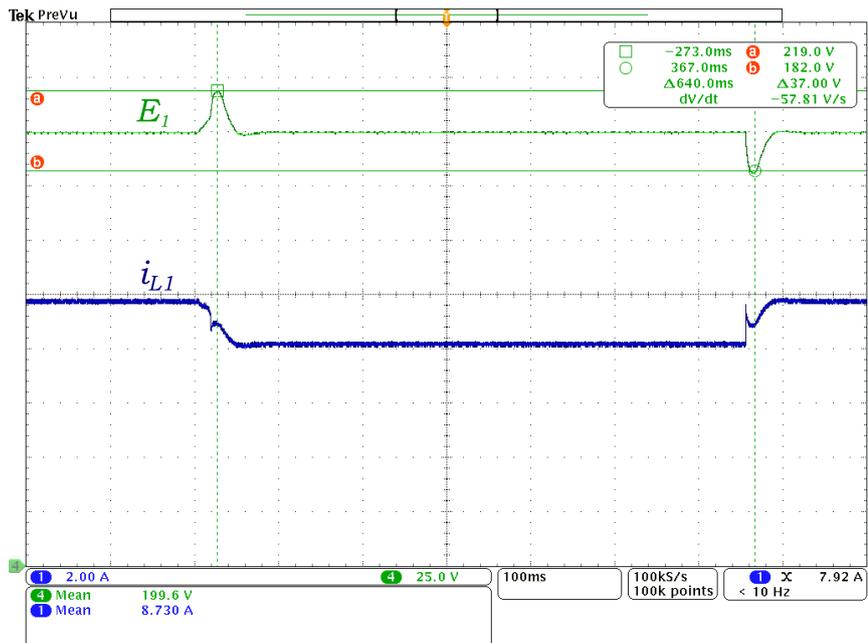
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 90 – Degraus consecutivos na referência de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 91 – Degraus de aumento e redução de carga



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Com base nos resultados experimentais praticados, com a implementação do controle de corrente em cascata no conversor, operando no sentido Buck, se pode confirmar que os resultados apresentados na prática são equivalentes aos registrados nas simulações, validando os controladores para esta aplicação. A Tabela 13 concentra os dados dos intervalos registrados nas Figuras 82 a 85 durante as perturbações aplicadas à referência, na teoria e prática, enquanto que a Tabela 14 reúne além dos intervalos registrados nas Figuras 86 a 89 durante as alterações de carga, as variações de tensão ΔE_1 .

Tabela 13 – Tempos de acomodação – degrau na referência

Degrau	Simulação	Experimental
Redução	60 ms	50 ms
Aumento	60 ms	56 ms

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Tabela 14 – Tempos de acomodação e ΔE_1 – degrau de carga

Degrau na carga	Simulação	Experimental
Redução de 22%	60 ms / 21,6 V	35 ms / 19,7 V
Adição de 22%	60 ms / 19,7 V	45 ms / 18 V

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

6 CONCLUSÃO

Com o crescente desenvolvimento de sistemas eletrônicos que requerem fluxo de potência bidirecional, diversas topologias são descritas e apresentadas pela literatura científica. Esta demanda por sistemas de energia compactos e eficientes tem incentivado os pesquisadores no desenvolvimento de conversores bidirecionais. Desde estruturas mais simples como a meia-ponte, até as mais complexas estruturas multifásicas têm conquistado espaço em aplicações de transferência de energia bidirecional entre barramentos de diferentes níveis CC, interligando os mais variados tipos de fontes de energia renováveis.

Uma massificação da eletrificação do transporte é esperada para os próximos anos, com a popularização dos veículos elétricos e a implantação de redes inteligentes. Com os avanços tecnológicos na área da eletrônica de potência, muitas pesquisas são desenvolvidas em sistemas estacionários e embarcados, visando aumentar a autonomia e o rendimento dos conversores destinados à mobilidade elétrica.

O conversor estudado e utilizado neste trabalho apresenta grandes vantagens frente as topologias já consolidadas, pois a estrutura viabiliza o emprego de componentes de menor custo, peso e volume, apresenta baixo esforço de corrente nos interruptores, reduzida ondulação de corrente e tensão nas saídas, possibilitando com uma distribuição adequada dos componentes no leiaute do conversor, e que o aquecimento dos componentes seja dissipado em uma área maior, proporcionando um aumento da densidade de potência, redução da IEM e melhora na eficiência geral do conversor.

Os modelos dinâmicos definidos a partir da modelagem pela média em espaço de estados, são validados e reproduzem adequadamente a dinâmica das plantas do conversor, para ambos os modos de operação, Boost e Buck, possibilitando seu emprego nos projetos de controle do conversor.

Para garantir a estabilidade no barramento CC, no modo de tração ou sentido Boost, um controlador em cascata é implementado. Na malha de corrente é adotado um compensador PID enquanto que na malha de tensão, um compensador PI é empregado. Com essa estratégia são garantidas uma MF e f_c satisfatórias para estabilizar o sistema em malha fechada. No modo de regeneração ou Buck, são propostas duas estratégias de controle, considerando a indeterminação dos parâmetros de carga da bateria. No controle de tensão, é proposto um controlador PID. A mesma estratégia é adotada para a malha de corrente do controle em cascata, com um compensador PI aplicado a malha de tensão. No controle de corrente em cascata são alcançados maiores valores de MF e f_c , comparando com o controle de tensão.

Os resultados experimentais do conversor operando no sentido Boost, com o controle de corrente em cascata, demonstraram que o controle do conversor responde às perturbações

na referência de tensão e na carga de maneira adequada, equivalente aos resultados constatados nas simulações, sendo ligeiramente mais rápido nos ensaios experimentais.

No sentido Buck, os resultados experimentais comprovam que a dinâmica do controlador de tensão é análogo aos resultados alcançados nas simulações. O mesmo se pode afirmar dos ensaios executados com o controle em cascata. Quando comparado ao controle de tensão, o controle em cascata apresenta desvantagens nos quesitos de tempo de resposta e sobressinal da tensão na saída, diante das as perturbações praticadas, em que no controle de tensão, a tensão de saída é reestabelecida em menos tempo e apresenta muito menos sobressinal, comparado ao controle em cascata. Porém, em se tratando da corrente no indutor, o controle em cascata tem a vantagem de não apresentar sobressinal acima da corrente nominal.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para dar prosseguimento ao trabalho desenvolvido e apresentado nesta dissertação, são propostas as seguintes sugestões para trabalhos futuros:

- (i) Solucionar o desbalanço de corrente do indutor acoplado e avaliar seu rendimento.
- (ii) Testar o protótipo na potência total de 4 kW: esta é a potência máxima para qual o protótipo foi projetado.
- (iii) Implementação de um controle *feedforward*: Em algumas situações, a ação do controle *feedback* é muito lenta e ineficaz na redução de distúrbios, pois sua atuação se dá depois que a saída é afetada pela perturbação. A inclusão do controle *feedforward*, associada ao *feedback* atua de forma antecipativa, prevenindo que a saída seja afetada.
- (iv) Aquisição de um banco de baterias: com um banco de baterias fisicamente interligado ao conversor, é possível incluir no projeto um sistema de gerenciamento da mesma e realizar ensaios com resultados mais conclusivos.
- (v) Modelagem da bateria: com o modelo da bateria definido, se pode determinar qual a melhor estratégia de controle para o sentido Buck.
- (vi) Aquisição de um motor: juntamente com a bateria, um motor elétrico ligado ao conversor possibilita a realização de testes práticos de uma estrutura de tração/regeneração completa e oportuniza uma gama de estudos e projetos futuros maior.

REFERÊNCIAS

- ABUAISH, A.; KAZERANI, M. Single-phase bidirectional integrated onboard battery charger for evs featuring a battery–supercapacitor hybrid energy storage system. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 543–548. Citado na página 93.
- AHMAD, A.; SINGH, R. K.; MAHANTY, R. A novel non-isolated magnetically coupled based bidirectional quadratic converter. In: *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 33.
- ALCAZAR, Y. J. A. et al. DC–DC nonisolated boost converter based on the three-state switching cell and voltage multiplier cells. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4438–4449, out. 2013. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- ALVES, D. B. S. et al. A single-stage three-port boost converter with high voltage gain based on the bidirectional version of the three-state switching cell. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1934–1940. ISSN 1048-2334. Citado na página 37.
- BABU, A. R.; RAGHAVENDIRAN, T. High voltage gain multiphase interleaved DC–DC converter for dc micro grid application using intelligent control. *Computers & Electrical Engineering*, 2017. ISSN 0045-7906. Citado na página 37.
- BALASUBRAMANIAN, B.; HUZefa, A. C. Development of regeneration braking model for electric vehicle range improvement. In: *Proc. IEEE Transportation Electrification Conf. (ITEC-India)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–5. Citado na página 97.
- BALESTERO, J. P. R. et al. A DC–DC converter based on the three-state switching cell for high current and voltage step-down applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 1, p. 398–407, jan. 2013. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- BARBI, I. *Projeto de fontes chaveadas*. [S.l.]: Florianópolis, 2007. Citado na página 90.
- BARROZO, F. E. O. *Conversor cc–cc bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2010. Citado na página 37.
- BARROZO, F. E. O. et al. Conversor bidirecional baseado na célula de três estados para aplicação em veículos elétricos. In: *Proc. 9th IEEE/IAS Int. Conf. Industry Applications - INDUSCON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated DC–DC PWM converters using new three-state switching cells. In: *Proc. (Cat. No.00CH37018) 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conf.* [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 858–863 vol.2. ISSN 0275-9306. Citado na página 38.
- BUSO, S. *Digital control in power electronics (synthesis lectures on power electronics)*. [S.l.]: Morgan and Claypool Publishers, 2006. ISBN 9781598291124. Citado na página 91.

- CARVALHO, E. L. *Desenvolvimento de conversor bidirecional isolado para controle de carga e descarga de bancos de baterias*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2018. Citado na página 33.
- CARVALHO, J. A. da R.; TOFOLI, F. L. Small-signal model validation of a SEPIC converter based on the three-state switching cell in CCM using the PWM switch model. In: *Proc. Brazilian Power Electronics Conf. (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 38.
- CHEN, J. et al. Control of regenerative braking systems for four-wheel-independently-actuated electric vehicles. *Mechatronics*, v. 50, p. 394 – 401, 2018. ISSN 0957-4158. Citado na página 97.
- COSTA, L. F. *Conversor cc-cc buck+boost multinível bidirecional*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2013. Citado na página 91.
- DALALA, Z. M. et al. Modeling and controller design of a bidirectional resonant converter battery charger. *IEEE Access*, v. 6, p. 23338–23350, 2018. ISSN 2169-3536. Citado 4 vezes nas páginas 40, 57, 59 e 93.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer, 2001. ISBN 0792372700. Citado na página 59.
- FANG, Y. et al. Study on bidirectional-charger for electric vehicle applied to power dispatching in smart grid. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2709–2713. Citado na página 33.
- FUZATO, G. H. F. *Análise de um conversor boost interleaved com multiplicador de tensão para sistemas de geração distribuída que utilizam células a combustível como fonte primária*. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 35, 37, 58 e 91.
- GARCIA, O. et al. Automotive DC–DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 578–586, May 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.
- GOKUL, K. K. et al. Design and control of non-isolated bidirectional DC–DC converter for energy storage application. In: *2017 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information Communication Technology (RTEICT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 289–293. Citado na página 33.
- HA, D. et al. Interleaved bidirectional DC–DC converter for automotive electric systems. In: *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5. ISSN 0197-2618. Citado na página 37.
- HUANG, W.; LEHMAN, B. A compact coupled inductor for interleaved multiphase DC–DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 10, p. 6770–6775, Oct 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.
- HUANG, X. et al. High-frequency high-efficiency GaN-based interleaved CRM bidirectional buck/boost converter with inverse coupled inductor. *IEEE Transactions*

on *Power Electronics*, v. 31, n. 6, p. 4343–4352, jun. 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.

ISHIGAKI, M.; SHIN, J.; DEDE, E. M. A novel soft switching bidirectional DC–DC converter using magnetic and capacitive hybrid power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 9, p. 6961–6970, set. 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 40.

JIA, X. et al. DC–link voltage control strategy of a bi–directional DC–DC converter for electric vehicles. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 92–99. ISSN 2329-3721. Citado 2 vezes nas páginas 89 e 93.

JIANG, L. et al. A novel soft–switching bidirectional DC–DC converter with coupled inductors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 6, p. 2730–2740, nov. 2013. ISSN 0093-9994. Citado na página 37.

JOSHI, M. C.; SAMANTA, S. Modeling and control of bidirectional DC–DC converter fed PMDC motor for electric vehicles. In: *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. ISSN 2325-940X. Citado na página 33.

KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. *Principles of power Electronics*. [S.l.]: Pearson, 1991. ISBN 0201096897. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 89.

KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse–width modulated DC–DC power converters*. [S.l.]: JOHN WILEY & SONS INC, 2008. ISBN 0470773014. Citado na página 34.

KHAN, M. A.; HUSAIN, I.; SOZER, Y. A bidirectional DC–DC converter with overlapping input and output voltage ranges and vehicle to grid energy transfer capability. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 2, n. 3, p. 507–516, set. 2014. ISSN 2168-6777. Citado na página 40.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate small–signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 12, p. 2756–2768, dez. 2009. ISSN 0885-8993. Citado na página 40.

LEE, H.; YUN, J. High–efficiency bidirectional buck–boost converter for photovoltaic and energy storage system in smart grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1, 2018. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.

LO, K.; CHEN, Y.; CHANG, Y. Bidirectional single-stage grid–connected inverter for a battery energy storage system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 6, p. 4581–4590, jun. 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 39.

MANE, J. A.; JAIN, A. M. Design, modelling and control of bidirectional DC–DC converter (for EV). In: *Proc. Computer Science and Technology (ICERECT) 2015 Int. Conf. Emerging Research in Electronics*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 294–297. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 89.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Conversores cc–cc básicos não isolados 2. ed.* [S.l.]: Florianópolis, 2006. Citado na página 41.

MAYA, P. A. *Controle essencial*. [S.l.]: Pearson, 2014. ISBN 8543002419. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.

- MAYER, R. *Conversores cc–cc bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos*. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2019. Citado 6 vezes nas páginas 43, 49, 50, 55, 56 e 71.
- MAYER, R. et al. Analysis of a multi–phase interleaved bidirectional DC/DC power converter with coupled inductor. In: *Proc. Brazilian Power Electronics Conf. (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado 4 vezes nas páginas 41, 43, 44 e 51.
- MAYER, R.; PÉRES, A.; OLIVEIRA, S. V. G. Conversor cc–cc multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 20, n. 3, p. 311–321, ago. 2015. ISSN 1984-557X. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- MAZZA, L. C. S. et al. A soft switching bidirectional DC–DC converter based on three-state switching cell to photovoltaic systems applications. In: *Proc. 17th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10. Citado na página 38.
- MAZZA, L. C. S. et al. A soft switching bidirectional DC–DC converter with high frequency isolation. In: *Proc. IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conf. and 1st Southern Power Electronics Conf. (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 38.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.* [S.l.: s.n.], 1976. p. 18–34. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.
- NA, W. et al. Control design of dsp based a bi–directional converter for electric vehicles applications. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Electro/Information Technology*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 427–431. ISSN 2154-0373. Citado na página 89.
- NARASIMHARAJU, B. L.; DUBEY, S. P.; SINGH, S. P. Parasitic effect considerations in modeling of ci–bdc converter and its voltage controller. In: *Proc. Drives and Energy Systems 2010 Power India 2010 Joint Int. Conf. Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. Citado na página 60.
- ODAGUIRI, V. T. *Modelagem e estratégia de controle do inversor fonte z*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 92 e 93.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Pearson, 2010. ISBN 9788576058106. Citado 7 vezes nas páginas 57, 58, 89, 90, 94, 95 e 99.
- OMARA, A. M.; SLEPTSOV, M. Bidirectional interleaved DC/DC converter for electric vehicle application. In: *2016 11th International Forum on Strategic Technology (IFOST)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 100–104. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 41.
- RIGOGIANNIS, N.; VOGLITSIS, D.; PAPANIKOLAOU, N. Microcontroller based implementation of peak current control method in a bidirectional buck–boost DC–DC converter. In: *2018 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4. Citado na página 34.

- RODRIGUES, M. C. B. P. et al. Conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias: uma visão geral. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 19, n. 2, p. 194–207, maio 2014. ISSN 1984-557X. Citado na página 40.
- SARIF, M. S. M.; PEI, T. X.; ANNUAR, A. Z. Modeling, design and control of bidirectional DC–DC converter using state-space average model. In: *Proc. IEEE Symp. Computer Applications Industrial Electronics (ISCAIE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 416–421. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 57.
- SELVARAJU, N.; SHANMUGHAM, P.; SOMKUN, S. Two–phase interleaved boost converter using coupled inductor for fuel cell applications. *Energy Procedia*, v. 138, p. 199 – 204, 2017. ISSN 1876-6102. 2017 International Conference on Alternative Energy in Developing Countries and Emerging Economies. Citado na página 37.
- SHEN, C. et al. Isolated bidirectional converter with minimum active switches for high–voltage ratio achievement and micro–grid applications. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 15, p. 2208–2216, 2017. ISSN 1755-4535. Citado na página 39.
- SLAH, F. et al. Analysis, modeling and implementation of an interleaved boost DC–DC converter for fuel cell used in electric vehicle. *International Journal of Hydrogen Energy*, v. 42, n. 48, p. 28852 – 28864, 2017. ISSN 0360-3199. Citado na página 37.
- TAO, Z.; LI, L. Control loop design and bidirectional control strategy of a bidirectional DC–DC converter. In: *Proc. IECON 2017 - 43rd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 5720–5725. Citado na página 89.
- TORRICO-BASCOPE, R. P. et al. Three–state switching cell (3SSC)–based non–isolated DC–DC boost–type converter with balanced output voltage and wide voltage conversion range. *IET Power Electronics*, v. 11, n. 7, p. 1217–1223, 2018. ISSN 1755-4535. Citado 3 vezes nas páginas 37, 38 e 39.
- TYTELMAIER, K. et al. Controller design for interleaved bidirectional DC–DC converter with coupled inductors. In: *Proc. IEEE First Ukraine Conf. Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 570–573. Citado na página 40.
- YANG, M. et al. A cost–effective method of electric brake with energy regeneration for electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 2203–2212, jun. 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 97.
- YANG, Y. et al. A new coupled–inductor structure for interleaving bidirectional DC–DC converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 3, n. 3, p. 841–849, set. 2015. ISSN 2168-6777. Citado na página 37.
- YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug–in electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, maio 2013. ISSN 0885-8993. Nenhuma citação no texto.
- YUE, X.; WANG, X.; BLAABJERG, F. Review of small–signal modeling methods including frequency–coupling dynamics of power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1, 2018. ISSN 0885-8993. Citado na página 59.

- ZAHID, Z. U. et al. Design of bidirectional DC–DC resonant converter for vehicle–to–grid (V2G) applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 1, n. 3, p. 232–244, out. 2015. ISSN 2332-7782. Citado na página 40.
- ZGHEIB, R.; KAMWA, I.; AL-HADDAD, K. Comparison between isolated and non-isolated DC/DC converters for bidirectional EV chargers. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 515–520. Citado na página 40.
- ZHANG, J. *Bidirectional DC–DC power converter design optimization, modeling and control*. Tese (Doutorado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 91.
- ZHANG, L.; CAI, X. Control strategy of regenerative braking system in electric vehicles. *Energy Procedia*, v. 152, p. 496 – 501, 2018. ISSN 1876-6102. Cleaner Energy for Cleaner Cities. Citado na página 97.
- ZHAO, B.; YU, Q.; SUN, W. Extended–phase–shift control of isolated bidirectional DC–DC converter for power distribution in microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4667–4680, nov. 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 39.
- ZHAO, C.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. An isolated three–port bidirectional DC–DC converter with decoupled power flow management. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2443–2453, set. 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 39.
- ZHU, G.; MCDONALD, B. A.; WANG, K. Modeling and analysis of coupled inductors in power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1355–1363, maio 2011. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 37.

APÊNDICES

APÊNDICE A – MODELO CA MÉDIO

A.1 SENTIDO BOOST

Dadas as equações que representam as 8 etapas de operação no sentido Boost:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_4 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_4 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_4 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_4 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Considerando que $\mathbf{x}(t)$ e $\mathbf{u}(t)$ apresentam pequenas variações nos intervalos dT_s e $d'T_s$, os mesmos são substituídos pelos seus valores médios, pressupondo a inclinação das derivadas constantes.

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \\ y(t) = [\mathbf{C}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{E}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_2 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \\ y(t) = [\mathbf{C}_2 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{E}_2 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_4 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_4 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \\ y(t) = [\mathbf{C}_4 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{E}_4 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Deste modo, se define a equação de estado para a 1ª etapa, considerando que o valor inicial do vetor \mathbf{x} é igual a zero.

$$X_1 = \mathbf{x}(0) + \left(\frac{1}{4} dT_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.7})$$

As equações de estado das etapas 2 à 8 são:

$$X_2 = X_1 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4} d'T_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_2 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.8})$$

$$X_3 = X_2 + \left(\frac{1}{4} dT_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.9})$$

$$X_4 = X_3 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4} d'T_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_3 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_3 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.10})$$

$$X_5 = X_4 + \left(\frac{1}{4} dT_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.11})$$

$$X_6 = X_5 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4} d'T_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_2 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.12})$$

$$X_7 = X_6 + \left(\frac{1}{4} dT_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{x}(T_s) = X_7 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4} d'T_s \right) \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_3 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_3 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \quad (\text{A.14})$$

Realizando as substituições e simplificações necessárias:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(T_s) = & \mathbf{x}(0) + dT_s \mathbf{K}^{-1} [2\mathbf{A}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + 2\mathbf{B}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] + \\ & d'T_s \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_2 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{A}_4 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_4 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Organizando os termos:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(T_s) = & \mathbf{x}(0) + T_s \mathbf{K}^{-1} [d(t)2\mathbf{A}_1 + d'(t)\mathbf{A}_2 + d'(t)\mathbf{A}_4] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \\ & T_s \mathbf{K}^{-1} [d(t)2\mathbf{B}_1 + d'(t)\mathbf{B}_2 + d'(t)\mathbf{B}_4] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Com a aproximação de *Euler*,

$$\frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} \approx \frac{\mathbf{x}(T_s) - \mathbf{x}(0)}{T_s} \quad (\text{A.17})$$

é calculada a derivada do valor médio de $\mathbf{x}(t)$ em (A.16).

Desta forma, a equação de estado média não-linear do modelo CA para um período T_s é:

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = & [d(t)2\mathbf{A}_1 + d'(t)\mathbf{A}_2 + d'(t)\mathbf{A}_4] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \\ & [d(t)2\mathbf{B}_1 + d'(t)\mathbf{B}_2 + d'(t)\mathbf{B}_4] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

Utilizando o mesmo procedimento de cálculo, é definida a equação de saída:

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} &= [d(t)2\mathbf{C}_1 + d'(t)\mathbf{C}_2 + d'(t)\mathbf{C}_4] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \\ &\quad [d(t)2\mathbf{E}_1 + d'(t)\mathbf{E}_2 + d'(t)\mathbf{E}_4] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

A.2 SENTIDO BUCK

Sendo as equações que representam as 8 etapas de operação no sentido Buck dadas por:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_3 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_3 \mathbf{u}(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_3 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_3 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

Presumindo pequenas variações em $\mathbf{x}(t)$ e $\mathbf{u}(t)$ nos intervalos dT_s e $d'T_s$, os mesmos são substituídos pelos seus valores médios, reputando a inclinação das derivadas constantes.

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \\ y(t) = [\mathbf{C}_1 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{E}_1 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_2 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \\ y(t) = [\mathbf{C}_2 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{E}_2 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{A}_3 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_3 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \\ y(t) = [\mathbf{C}_3 \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{E}_3 \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s}] \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

Considerando o valor inicial do vetor \mathbf{x} igual a zero, é definida a equação de estado para a 1ª etapa no sentido Buck.

$$X_1 = \mathbf{x}(0) + \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_1\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.26})$$

E as equações de estado das etapas 2 à 8 são:

$$X_2 = X_1 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_2\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.27})$$

$$X_3 = X_2 + \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_3\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_3\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.28})$$

$$X_4 = X_3 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_2\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.29})$$

$$X_5 = X_4 + \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_1\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.30})$$

$$X_6 = X_5 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_2\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.31})$$

$$X_7 = X_6 + \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_3\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_3\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.32})$$

$$\mathbf{x}(T_s) = X_7 + \mathbf{x} \left(\frac{1}{4}dT_s\right) \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_2\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.33})$$

Realizando as devidas substituições e simplificações:

$$\mathbf{x}(T_s) = \mathbf{x}(0) + dT_s\mathbf{K}^{-1}[\mathbf{A}_1\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{A}_3\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_3\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] + d'T_s\mathbf{K}^{-1}[2\mathbf{A}_2\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + 2\mathbf{B}_2\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s}] \quad (\text{A.34})$$

Organizando os termos:

$$\mathbf{x}(T_s) = \mathbf{x}(0) + T_s\mathbf{K}^{-1}[d(t)\mathbf{A}_1 + d'(t)2\mathbf{A}_2 + d(t)\mathbf{A}_3]\langle\mathbf{x}(t)\rangle_{T_s} + T_s\mathbf{K}^{-1}[d(t)\mathbf{B}_1 + d'(t)2\mathbf{B}_2 + d(t)\mathbf{B}_3]\langle\mathbf{u}(t)\rangle_{T_s} \quad (\text{A.35})$$

Com a aproximação de *Euler* (A.17), é calculada a derivada do valor médio de $\mathbf{x}(t)$ em (A.35).

Assim, a equação de estado média não-linear do modelo CA para um período T_s é:

$$\mathbf{K} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [d(t)\mathbf{A}_1 + d'(t)2\mathbf{A}_2 + d(t)\mathbf{A}_3] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + [d(t)\mathbf{B}_1 + d'(t)2\mathbf{B}_2 + d(t)\mathbf{B}_3] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \quad (\text{A.36})$$

Com o mesmo procedimento de equacionamento, é determinada a equação de saída:

$$\langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} = [d(t)\mathbf{C}_1 + d'(t)2\mathbf{C}_2 + d(t)\mathbf{C}_3] \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + [d(t)\mathbf{E}_1 + d'(t)2\mathbf{E}_2 + d(t)\mathbf{E}_3] \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \quad (\text{A.37})$$

APÊNDICE B – CÓDIGOS IMPLEMENTADOS

B.1 CÓDIGO DA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST

B.1.1 Controle de corrente em cascata

```
//-----//

static double h_amp = 6.5;      //Ganho do sensor e condicionameto
static double h_volt = 368.6;  //Ganho do sensor e condicionameto

static int protecao = 0;
static int start = 0, stop = 1;
static int sw_start = 0, sw_stop = 0;
static int flag_V_out;
static int flag_IL;
static double rampa;

static double d;
static double IL;
static double V_out;
static double i_ref;
static double v_ref;
static double V_refaux;
static double deg;

//-----Variáveis de controle-----//

static double Ua0i = 0.;
static double Ua1i = 0.;
static double Ua2i = 0.;
static double ER0i = 0.;
static double ER1i = 0.;
static double ER2i = 0.;
static double Ua0v = 0.;
static double Ua1v = 0.;
static double ER0v = 0.;
static double ER1v = 0.;
```

```
//-----Compensador de corrente Ci(z)-----//

static double B2i = 0.388104049426021;
static double B1i = -0.493873946363568;
static double B0i = 0.135651138923802;
static double A2i = 1;
static double A1i = -0.718695856760701;
static double A0i = -0.281304143239299;

//-----Compensador de tensão Cv(z)-----//

static double B0v = 1.06773655456489;
static double B1v = -1.00723655456489;
static double A0v = 1;
static double A1v = -1;

//-----Leitura do ADC-----//

sw_start = x1;
sw_stop = x2;
IL = x3*h_amp;
V_out = x4*h_volt;
d = 0.318*10;

//-----Proteções-----//

if (IL > 15)
{
    protecao = 1;
    flag_IL = 1;
}
if (V_out > 650)
{
    protecao = 1;
    flag_V_out = 1;
}
if (sw_start == 1 && protecao == 0)
{
    start = 1;
}
```

```
    stop = 0;
}
if (protecao == 1 || sw_stop == 1)
{
    start = 0;
    stop = 1;
}

//-----Condição para limpar a proteção (reset)-----//

if (sw_stop == 1)
{
    start = 0;
    stop = 1;
    protecao = 0;
    flag_V_out = 0;
    flag_IL = 0;
}

//-----Rampa de partida-----//

if (start == 1)
{
    if (rampa < 1)
    {
        rampa += 50e-6/2;    //Rampa de 2 segundos
    }
    else
    {
        rampa = 1;
    }
}
else
{
    rampa = 0;
}

//-----Botões B3 e B4 (degrau)-----//
```

```

if (x5 == 1)
{
    deg = 1;
}
if (x6 == 1)
{
    deg = 0;
}
if (deg == 0)
{
    V_refaux = 550;
}
else
{
    V_refaux = 450;
}

//-----Controle de tensão-----//

if (start == 1)
{
    //v_ref = 550*rampa;          //Sem degrau na referência
    v_ref = V_refaux*rampa;      //Com degrau na referência
    ER0v = v_ref - V_out;

    Ua0v = ((B0v*ER0v+B1v*ER1v)-A1v*Ua1v)/A0v;
    if (Ua0v > 15) Ua0v = 15;
    if (Ua0v < 0) Ua0v = 0;
    ER1v = ER0v;
    Ua1v = Ua0v;

//-----Controle de corrente-----//

    //i_ref = 10.0*rampa;        //Habilitar para controle de corrente
    i_ref = Ua0v;                //Habilitar para malha de tensão
    ER0i = i_ref-IL;

    Ua0i = ((B2i*ER0i+B1i*ER1i+B0i*ER2i)-A1i*Ua1i-A0i*Ua2i)/A2i;
    if (Ua0i > 5) Ua0i = 5;

```

```
    if (Ua0i < 0) Ua0i = 0;
    ER2i = ER1i;
    ER1i = ER0i;
    Ua2i = Ua1i;
    Ua1i = Ua0i;
}
else
{
    ER0i = 0;
    Ua0i = 0;
    ER2i = 0;
    ER1i = 0;
    Ua2i = 0;
    Ua1i = 0;
    ER1v = 0;
    ER0v = 0;
    Ua1v = 0;
    Ua0v = 0;
}

//-----Sinais de Saída-----//

y1 = Ua0i;    //Desabilitar para malha aberta
y2 = V_out;   //Leitura da tensão
y3 = IL;     //Leitura da corrente
y4 = start;
y5 = stop;
y6 = i_ref;
y7 = ER0i ;
y8 = v_ref;
y9 = V_refaux;

//-----//
```

B.2 CÓDIGOS DA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK

B.2.1 Controle de tensão

```
//-----//

//static double h_amp = 6.5;          //Ganho do sensor e condicionameto
//static double h_volt = 125.948;    //Ganho do sensor e condicionameto

static double h_volt = 121.21;
static double h_amp = 6.25;

static int protecao = 0;
static int start = 0, stop = 1;
static int sw_start = 0,sw_stop = 0;
static int flag_V_out;
static int flag_IL;
static double rampa = 0;

static double d;
static double IL;
static double V_out;
static double i_ref;
static double v_ref;
static double V_refaux;
static double deg;

//-----Variáveis de controle-----//

static double Ua0v = 0.;
static double Ua1v = 0.;
static double Ua2v = 0.;
static double ER0v = 0.;
static double ER1v = 0.;
static double ER2v = 0.;

//-----Compensador de tensão C_vod(z)-----//

static double B2v = 0.700660870455362;
static double B1v = -1.08307458360188;
```

```
static double B0v = 0.407666392230559;
static double A2v = 1;
static double A1v = -0.274442538593482;
static double A0v = -0.725557461406518;

//-----Leitura do ADC-----//

sw_start = x1;
sw_stop = x2;
IL = x3*h_amp;
V_out = x4*h_volt;
d = x5*10;

//-----Proteções-----//

if (IL > 15)
{
    protecao = 1;
    flag_IL = 1;
}
if (V_out > 250)
{
    protecao = 1;
    flag_V_out = 1;
}
if (sw_start == 1 && protecao == 0)
{
    start = 1;
    stop = 0;
}
if (protecao == 1 || sw_stop == 1)
{
    start = 0;
    stop = 1;
}

//-----Condição para limpar a proteção (reset)-----//

if (sw_stop == 1)
```

```
{
    start = 0;
    stop = 1;
    protecao = 0;
    flag_V_out = 0;
    flag_IL = 0;
}

//-----Rampa de partida-----//

if (start == 1)
{
    if (rampa < 1)
    {
        rampa += 50e-6/3;    //Rampa de 3 segundos
    }
    else
    {
        rampa = 1;
    }
}
else
{
    rampa = 0;
}

//-----Botões B3 e B4 (degrau)-----//

if (x5 == 1)
{
    deg = 1;
}
if (x6 == 1)
{
    deg = 0;
}
if (deg == 0)
{
    V_refaux = 200;
}
```

```

}
else
{
    V_refaux = 150;
}

//-----Controle de tensão-----//

if (start == 1)
{
    v_ref = V_refaux*rampa;
    ER0v = v_ref - V_out;

    Ua0v = ((B2v*ER0v+B1v*ER1v+B0v*ER2v)-A1v*Ua1v-A0v*Ua2v)/A2v;
    if (Ua0v > 200) Ua0v = 200;
    if (Ua0v < 0) Ua0v = 0;
    ER2v = ER1v;
    ER1v = ER0v;
    Ua2v = Ua1v;
    Ua1v = Ua0v;
}
else
{
    ER0v = 0;
    Ua0v = 0;
    ER2v = 0;
    ER1v = 0;
    Ua2v = 0;
    Ua1v = 0;
}

//-----Sinais de Saída-----//

//y1 = d*rampa;    //Habilitar para malha aberta
y1 = Ua0v;
y2 = V_out;        //Leitura da tensão
y3 = IL;           //Leitura da corrente
y4 = start;
y5 = stop;

```

```
//y6 = i_ref;
//y7 = ER0i ;
y8 = v_ref;
y9 = V_refaux;

//-----//
```

B.2.2 Controle de corrente em cascata

```
//-----//

static double h_amp = 6.5;          //Ganho do sensor e condicionameto
static double h_volt = 125.948;    //Ganho do sensor e condicionameto

static int protecao = 0;
static int start = 0, stop = 1;
static int sw_start = 0, sw_stop = 0;
static int flag_V_out;
static int flag_IL;
static double rampa = 0;

static double d;
static double IL;
static double V_out;
static double i_ref;
static double v_ref;
static double V_refaux;
static double deg;

//-----Variáveis de controle-----//

static double Ua0i = 0.;
static double Ua1i = 0.;
static double Ua2i = 0.;
static double ER0i = 0.;
static double ER1i = 0.;
static double ER2i = 0.;
static double Ua0v = 0.;
static double Ua1v = 0.;
```

```
static double ER0v = 0.;
static double ER1v = 0.;

//-----Compensador de corrente Ci(z)-----//

static double B2i = 0.316144823809926;
static double B1i = -0.402289030725083;
static double B0i = 0.110489050957287;
static double A2i = 1;
static double A1i = -0.751546459377969;
static double A0i = -0.248453540622031;

//-----Compensador de tensão Cv(z)-----//

static double B0v = 0.616422611166083;
static double B1v = -0.585672611166083;
static double A0v = 1;
static double A1v = -1;

//-----Leitura do ADC-----//

sw_start = x1;
sw_stop = x2;
IL = x3*h_amp;
V_out = x4*h_volt;
d = x5*10;

//-----Proteções-----//

if (IL > 15)
{
    protecao = 1;
    flag_IL = 1;
}
if (V_out > 250)
{
    protecao = 1;
    flag_V_out = 1;
}
```

```
if (sw_start == 1 && protecao == 0 )
{
    start = 1;
    stop = 0;
}
if (protecao == 1 || sw_stop == 1)
{
    start = 0;
    stop = 1;
}

//-----Condição para limpar a proteção (reset)-----//
if (sw_stop == 1)
{
    start = 0;
    stop = 1;
    protecao = 0;
    flag_V_out = 0;
    flag_IL = 0;
}

//-----Rampa de partida-----//

if (start == 1)
{
    if (rampa < 1)
    {
        rampa += 50e-6/3;    //Rampa de 3 segundos
    }
    else
    {
        rampa = 1;
    }
}
else
{
    rampa = 0;
}
```

```

//-----Botões B3 e B4 (degrau)-----//

if (x5 == 1)
{
    deg = 1;
}
if (x6 == 1)
{
    deg = 0;
}
if (deg == 0)
{
    V_refaux = 200;
}
else
{
    V_refaux = 150;
}

//-----Controle de tensão-----//

if (start == 1)
{
    //Desabilite o ctrl de tensão a partir desta linha
    //v_ref = 200*rampa;          //Sem degrau na referência
    v_ref = V_refaux*rampa;      //Com degrau na referência
    ER0v = v_ref - V_out;

    Ua0v = ((B0v*ER0v+B1v*ER1v)-A1v*Ua1v)/A0v;
    if (Ua0v > 15) Ua0v = 15;
    if (Ua0v < 0) Ua0v = 0;
    ER1v = ER0v;
    Ua1v = Ua0v;
    //Desabilite o ctrl de tensão até esta linha

//-----Controle de corrente-----//

    //i_ref = 5.0*rampa;          //Habilitar para controle de corrente
    i_ref = Ua0v;                //Habilitar para malha de tensão

```

```

    ER0i = i_ref-IL;
    Ua0i = ((B2i*ER0i+B1i*ER1i+B0i*ER2i)-A1i*Ua1i-A0i*Ua2i)/A2i;
    if (Ua0i > 5) Ua0i = 5;
    if (Ua0i < 0) Ua0i = 0;
    ER2i = ER1i;
    ER1i = ER0i;
    Ua2i = Ua1i;
    Ua1i = Ua0i;
}
else
{
    ER0i = 0;
    Ua0i = 0;
    ER2i = 0;
    ER1i = 0;
    Ua2i = 0;
    Ua1i = 0;

    ER1v = 0;
    ER0v = 0;
    Ua1v = 0;
    Ua0v = 0;
}

//-----Sinais de Saída-----//

//y1 = d*rampa;    //Habilitar para malha aberta
y1 = Ua0i;        //Desabilitar para malha aberta
y2 = V_out;       //Leitura da tensão
y3 = IL;          //Leitura da corrente
y4 = start;
y5 = stop;
y6 = i_ref;
y7 = ER0i ;
y8 = v_ref;
y9 = V_refaux;

//-----//

```