

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE**

FERNANDA BIANCHINI

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL PARA
APLICAÇÃO EM VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA**

JOINVILLE

2023

FERNANDA BIANCHINI

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL PARA
APLICAÇÃO EM VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE

2023

FERNANDA BIANCHINI

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL PARA
APLICAÇÃO EM VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Sergio Vidal Garcia Oliveira, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Prof. Ademir Nied, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Alessandro Luiz Batschauer, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, 16 de dezembro de 2023

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, por permitir que eu pudesse completar essa grande etapa na minha carreira, e concretizar esse sonho de torna-me engenheira.

Aos meus pais e minha irmã, que nunca pouparam esforços para eu chegar até aqui, me incentivando e ajudando no que fosse preciso.

Ao meu namorado, por sempre me apoiar e compreender nos momentos bons e também nos difíceis.

Ao professor Sérgio Vidal Garcia Oliveira, por aceitar me orientar e ter paciência em todas as vezes que busquei auxílio e por acreditar que eu poderia executar e concluir este trabalho. Por todas as orientações e recomendações que tiveram papel decisivo para o meu desenvolvimento e por todo o incentivo no processo do meu trabalho. Muito Obrigada.

Aos amigos que fiz dentro do NPÉE, por toda a amizade, auxílio e conversas.

Também quero agradecer à Universidade do Estado de Santa Catarina e a todos os professores do meu curso pela qualidade no ensino que levaram ao meu crescimento tanto profissional, quanto pessoal.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte de minha formação, o meu agradecimento.

“Não deixe que os seus medos tomem o lugar
dos seus sonhos!” (Walt Disney)

RESUMO

O presente trabalho compreende uma revisão bibliográfica sobre conversores aplicados aos veículos elétricos e veículos elétricos híbridos. Apresenta o estudo das etapas de operação da segunda topologia do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no Modo de Condução Contínuo (MCC), para os dois sentidos de operação Boost e Buck, e sua simulação utilizando os componentes apresentados na montagem do protótipo físico. O estudo teórico da modelagem de conversores é apresentado, demonstrando um resumo, com os principais pontos da modelagem do conversor no sentido Boost e no sentido Buck. Para validar os modelos obtidos através da modelagem, o circuito do conversor operando nos dois sentidos é simulado em malha aberta, conforme seus parâmetros. O projeto de controle em cascata é realizado utilizando a ferramenta sisotool do Matlab, e o projeto dos compensadores analógicos é desenvolvido pelo método da resposta em frequência, com critérios para alcançar as especificações do projeto. Todas as simulações foram padronizadas para a potência de 1 kW com tensão das portas em 200 V no sentido Buck e 550 V no sentido Boost, com uma frequência de chaveamento de 20 kHz. Para avaliar o desempenho dos compensadores em regime permanente, foi analisada sua resposta dinâmica durante perturbações na carga no tempo de 0,2 s. Os resultados demonstraram que o controle do conversor responde às perturbações de maneira adequada, com o controlador da malha interna para o sentido Boost apresentando 5 ms para aumentar a corrente no indutor e estabilizar a tensão de saída, enquanto para o sentido Buck o controlador da malha interna apresenta 0,02 s para aumentar a corrente no indutor e estabilizar a tensão de saída.

Palavras-chave: Conversor CC-CC Bidirecional. Indutor acoplado. Célula de comutação de três estados. Modelagem por espaço de estados. Controle.

ABSTRACT

The present work comprises a literature review on converters applied to electric vehicles and hybrid electric vehicles. It presents the study of the operation stages of the second topology of the interleaved bidirectional DC-DC converter with coupled inductor operating in Continuous Conduction Mode (CCM) for the two directions of operation Boost and Buck, and its simulation using the components presented in the assembly of the physical prototype. The theoretical study of converter modeling is presented, demonstrating a summary of the main points of the converter modeling in Boost and Buck directions. The converter circuit, operating in both directions, is simulated in an open loop to validate the modeling. The cascade control design is performed using Matlab's sisotool tool, and the design of the analog compensators is developed by the frequency response method, with criteria to achieve the design specifications. The simulation results analyzed their dynamic response during load disturbances to evaluate the performance of the compensators in the steady state. All simulations were standardized for 1kW output power with an output-rated voltage of 200V in the Buck operation and 550V in the Boost operation, switching at 20kHz. To evaluate the performance of the compensators in the permanent regime, their dynamic response during load disturbances at the time of 0.2 s was analyzed. The results showed that the converter control responds to disturbances adequately, with the internal loop controller for the Boost direction showing 5 ms to increase the inductor current and stabilize the output voltage, while for the Buck direction the internal loop controller shows 0.02 s to increase the inductor current and stabilize the output voltage.

Keywords: Bidirectional DC-DC converter. Coupled inductor. Three-state switching cell. State-Space Modeling. Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sistema elétrico de tração típico com carregador CA-CC isolado embarcado no EV.	20
Figura 2 – Circuito elétrico bidirecional clássico com carregador de bateria e sistema de tração de um EV, composto respectivamente, por um conversor <i>Full-Bridge</i> , um conversor <i>Dual Active-Bridge</i> , e dois conversores não isolados.	21
Figura 3 – Estrutura com conversores CC-CC bidirecionais integrados propostos para aplicação a bordo de EVs e HEVs.	23
Figura 4 – Circuito de potência do conversor em estudo.	25
Figura 5 – Razão cíclica no sentido Boost.	27
Figura 6 – 1ª Etapa de Operação	27
Figura 7 – 2ª Etapa de Operação	28
Figura 8 – 4ª Etapa de Operação	28
Figura 9 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Boost	29
Figura 10 – Razão cíclica no sentido Buck	30
Figura 11 – 1ª etapa de operação	31
Figura 12 – 2ª etapa de operação	31
Figura 13 – 3ª etapa de operação	32
Figura 14 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Buck	33
Figura 15 – Circuito de simulação para operação no sentido Boost no MCC.	34
Figura 16 – Forma de onda nos interruptores do grupo inferior, nos indutores acoplados, na fonte E_1 e sobre a carga R_1 no sentido Boost.	36
Figura 17 – Forma de onda no indutor principal, no interruptor S_5 , no diodo D_1 e sobre o capacitor C_2 no sentido Boost.	37
Figura 18 – Circuito de simulação para operação no sentido Buck no MCC.	39
Figura 19 – Forma de onda nos interruptores do grupo inferior, nos indutores acoplados, na fonte E_2 e sobre a carga R_2 no sentido Buck.	40
Figura 20 – Forma de onda no indutor principal, no interruptor S_1 , no diodo D_5 e sobre o capacitor C_1 no sentido Buck.	41
Figura 21 – circuito equivalente das etapas 1,3,5 e 7	46
Figura 22 – circuito equivalente das etapas 2 e 6	46
Figura 23 – circuito equivalente das etapas 4 e 8	47
Figura 24 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	51
Figura 25 – Planta $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	51
Figura 26 – circuito equivalente das etapas 1 e 5	52
Figura 27 – circuito equivalente das etapas 2, 4, 6 e 8	53

Figura 28 – circuito equivalente das etapas 3 e 7	53
Figura 29 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	57
Figura 30 – Planta $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ do circuito simulado e modelo calculado	57
Figura 31 – Diagrama em blocos do controle de tensão	58
Figura 32 – Diagrama em blocos do controle em cascata	59
Figura 33 – Compensador de 2 polos	60
Figura 34 – Compensador de 2 polos e 1 zero	60
Figura 35 – Diagrama de bode da planta de corrente do conversor operando no modo Boost	62
Figura 36 – Diagrama de bode da malha de corrente do conversor operando no modo Boost	63
Figura 37 – Lugar geométrico das raízes da malha de corrente do conversor operando no modo Boost	63
Figura 38 – Resposta ao degrau na malha de corrente do conversor operando no modo Boost	64
Figura 39 – Diagrama de Bode da FTMF(s) de corrente do conversor operando no modo Boost	64
Figura 40 – Diagrama de bode da malha de tensão do conversor operando no modo Boost	65
Figura 41 – Lugar geométrico das raízes da malha de tensão do conversor operando no modo Boost	66
Figura 42 – Resposta ao degrau na malha de tensão do conversor operando no modo Boost	66
Figura 43 – Variação na carga do conversor operando no modo Boost	67
Figura 44 – Diagrama de bode da planta de corrente do conversor operando no modo Buck	69
Figura 45 – Diagrama de bode da malha de corrente do conversor operando no modo Buck	69
Figura 46 – Lugar geométrico das raízes da malha de corrente do conversor operando no modo Buck	70
Figura 47 – Resposta ao degrau na malha de corrente do conversor operando no modo Buck	70
Figura 48 – Diagrama de Bode da FTMF(s) de corrente do conversor operando no modo Buck	71
Figura 49 – Diagrama de bode da malha de tensão do indutor operando no modo Buck .	72
Figura 50 – Lugar geométrico das raízes da malha de tensão do conversor operando no modo Buck	73
Figura 51 – Resposta ao degrau na malha de tensão do conversor operando no modo Buck	73
Figura 52 – Variação na carga do conversor operando no modo Buck	74
Figura 53 – Circuito do conversor operando no sentido Boost usado para validar as plantas de corrente por razão cíclica.	79
Figura 54 – Circuito do conversor operando no sentido Buck usado para validar as plantas de corrente por razão cíclica.	80
Figura 55 – Circuito do conversor operando no sentido Boost usado para validar as plantas de tensão por corrente.	80
Figura 56 – Circuito do conversor operando no sentido Buck usado para validar as plantas de tensão por corrente.	81

Figura 57 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>Matlab</i>	81
Figura 58 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 20.	82
Figura 59 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 200.	82
Figura 60 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 2000.	83
Figura 61 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 20000.	83
Figura 62 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>Matlab</i>	84
Figura 63 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 20.	85
Figura 64 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 200.	85
Figura 65 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 2000.	86
Figura 66 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software <i>PSIM</i> , com número de pontos igual a 20000.	86
Figura 67 – Circuito simulado no PSIM para avaliação do controle do conversor em cascata no sentido Boost.	88
Figura 68 – Circuito simulado no PSIM para avaliação do controle do conversor em cascata no sentido Buck.	88
Figura 69 – Circuito do compensador de corrente e de tensão para o conversor operando no sentido Boost.	89
Figura 70 – Circuito do compensador de corrente e de tensão para o conversor operando no sentido Buck.	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de Simulação no sentido Boost	35
Tabela 2 – Comparativo entre os valores calculados e simulados no sentido Boost . . .	38
Tabela 3 – Parâmetros de Simulação no sentido Buck	38
Tabela 4 – Comparativo entre os valores calculados e simulados no sentido Buck . . .	42
Tabela 5 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação para o sentido Boost .	61
Tabela 6 – Componentes do compensador de corrente para o sentido Boost	65
Tabela 7 – Componentes do compensador de tensão para o sentido Boost	67
Tabela 8 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação para o sentido Buck .	68
Tabela 9 – Componentes do compensador de corrente para o sentido Buck	71
Tabela 10 – Componentes do compensador de tensão para o sentido Buck	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3SSC	Célula de Comutação de Três Estados
BCDC	Conversor CC-CC Bidirecional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
DAB	<i>Dual Active-Bridge</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico
EVSE	<i>Electric Vehicle Supply Equipment</i> - Equipamento de abastecimento de veículos elétricos
GEE	Gases de Efeito Estufa
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico Híbrido
IEMA	Instituto de Energia e Meio Ambiente
IEA	<i>International Energy Agency</i> - Agência Internacional de Energia
MCC	Modo de Operação em Condução Contínuo
PEV	<i>Plug-in Electric Vehicles</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
TM	<i>Trademark</i> - Marca Registrada

LISTA DE SÍMBOLOS

C_1	Capacitor do filtro de saída no sentido Buck
$C_1(s)$	Função de transferência do compensador de 2 polos
C_2	Capacitor do filtro de saída no sentido Boost
$C_2(s)$	Função de transferência do compensador de 1 polo e 1 zero
$C_i(s)$	Controlador de corrente no plano s
CO_2	Dióxido de carbono
$C_v(s)$	Controlador de tensão no plano s
D_1	Razão cíclica no sentido Buck
D_2	Razão cíclica no sentido Boost
E_1	Porta que representa a bateria
E_2	Porta que representa o barramento CC
e_i	Erro de corrente
e_v	Erro de tensão
f_s	Frequência de chaveamento
G_{iBoost}	Função de transferência de laço aberto de corrente no plano s no sentido Boost
G_{iBuck}	Função de transferência de laço aberto de corrente no plano s no sentido Buck
G_{PWM}	Ganho da modulação
H_i	Ganho do sensor de corrente
H_v	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} e i_{D4}	Corrente nos diodos dos interruptores S_1 a S_4
i_{D5} e i_{D8}	Corrente nos diodos dos interruptores S_5 a S_8
i_{L1}	Corrente no indutor principal L_1
i_{L2}	Corrente no indutor acoplado L_2
i_{L3}	Corrente no indutor acoplado L_3

i_{R1}	Corrente na carga R_1
i_{R2}	Corrente na carga R_2
i_{ref}	Corrente de referência
L_1	Indutância do indutor principal
L_2 e L_3	Indutâncias do indutor acoplado
M	Indutância Mútua
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_s	Tempo de Comutação
V_{L1}	Tensão no indutor principal L_1
V_{L2}	Tensão no indutor L_2
V_{L3}	Tensão no indutor L_3
V_0	Tensão de saída do respectivo sentido de operação
V_{RC1}	Tensão da $R_S E$ do capacitor C_1
V_{RC2}	Tensão da $R_S E$ do capacitor C_2
V_{RL1}	Tensão da $R_S E$ do indutor L_1
V_{ref}	Tensão de referência
Δt	Intervalo de tempo
$\langle d(t) \rangle$	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	17
2	ESTRUTURA DO SISTEMA ELÉTRICO DE TRACÇÃO DE UM VEÍCULO ELÉTRICO	20
2.1	CONVERSORES APLICADOS AOS EVS E HEVS	23
3	CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO	25
3.1	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST	26
3.1.1	MCC para operação no sentido Boost	26
3.1.1.1	<i>Primeira etapa (t_0-t_1)</i>	<i>26</i>
3.1.1.2	<i>Segunda etapa (t_1-t_2)</i>	<i>27</i>
3.1.1.3	<i>Quarta etapa (t_3-t_4)</i>	<i>28</i>
3.1.2	Análise das etapas de operação no sentido Boost	28
3.2	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK	30
3.2.1	MCC para operação no sentido Buck	30
3.2.1.1	<i>Primeira etapa (t_0-t_1)</i>	<i>30</i>
3.2.1.2	<i>Segunda etapa (t_1-t_2)</i>	<i>31</i>
3.2.1.3	<i>Terceira etapa (t_2-t_3)</i>	<i>32</i>
3.2.2	Análise das etapas de operação no sentido Buck	32
4	SIMULAÇÃO DO CONVERTOR NO SENTIDO BOOST E NO SENTIDO BUCK	34
4.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST NO MCC	34
4.1.1	Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados	38
4.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK NO MCC	38
4.2.1	Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados	39
5	MODELAGEM DO CONVERTOR	43
5.1	ESPAÇO DE ESTADOS	43
5.2	MODELAGEM PARA O SENTIDO BOOST	45
5.2.1	Etapas de operação 1, 3, 5 e 7	45
5.2.2	Etapas de operação 2 e 6	46
5.2.3	Etapas de operação 4 e 8	47
5.2.4	Modelo CA médio e operação em regime permanente	47
5.2.5	Definição dos modelos médios de pequeno sinal	49
5.2.6	Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor	50

5.3	MODELAGEM PARA O SENTIDO BUCK	52
5.3.1	Etapas de operação 1 e 5	52
5.3.2	Etapas de operação 2, 4, 6 e 8	53
5.3.3	Etapas de operação 3 e 7	53
5.3.4	Modelo CA médio e operação em regime permanente	54
5.3.5	Definição dos modelos médios de pequeno sinal	55
5.3.6	Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor	56
6	PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR	58
6.1	CRITÉRIOS PARA O PROJETO DE CONTROLE	59
6.2	COMPENSADORES ADOTADOS	60
6.3	MODELO DO SISTEMA DE CONTROLE DO MODO BOOST	61
6.3.1	Projeto do controlador de corrente em cascata	62
6.3.2	Projeto do controlador de tensão em cascata	65
6.4	RESULTADO DE SIMULAÇÃO	67
6.5	MODELO DO SISTEMA DE CONTROLE DO MODO BUCK	68
6.5.1	Projeto do controlador de corrente em cascata	68
6.5.2	Projeto do controlador de tensão em cascata	72
6.6	RESULTADO DE SIMULAÇÃO	74
7	CONCLUSÃO	75
	REFERÊNCIAS	76
	APÊNDICE A – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO PARA A MODELA- GEM DO CONVERSOR	79
A.0.1	Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor para o sentido Boost	81
A.0.2	Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor para o sentido Buck	84
	APÊNDICE B – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO PARA O PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR	87
	APÊNDICE C – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO SOFTWARE MA- TLAB PARA O PROJETO DO CONTROLE DO CON- VERSOR	90

1 INTRODUÇÃO

Após a revolução industrial, houve uma profunda transformação nos processos de produção, introduzindo o uso em massa de combustíveis fósseis (carvão mineral, petróleo, gás natural, etc.), caracterizados pelo alto teor energético, flexibilidade na utilização e facilidade de transporte [1]. Desde então, a sociedade tornou-se cada vez mais dependente da produção de energia elétrica, permitindo o crescimento e a busca de maneiras para desenvolver equipamentos, processos e técnicas para aprimorar sistemas em todos os elos da cadeia de transformação de energia [2].

Contudo, a larga utilização de recursos energéticos de origem fóssil, causam um aumento na quantidade de emissão de gases de efeito estufa (GEE), que em excesso podem provocar mudanças climáticas significativas, causando prejuízos ao meio ambiente e a saúde da população. Outro fator de grande importância é o esgotamento das reservas de petróleo, fontes não renováveis de energia, com conseqüente tendência de aumento de seu preço, que sofre forte influência de fatores geopolíticos, econômicos e conjunturais [3] [4].

Segundo a *International Energy Agency* (IEA - Agência Internacional de Energia), em 2022, os fluxos de petróleo tornaram-se menores e a capacidade global das refinarias foi reduzida, levando a baixos estoques de produtos em toda a América do Norte, Europa e Ásia. Isto ocasionou o aumento dos preços do petróleo, derivados de petróleo, gás e eletricidade em ambos os lados do Atlântico, provocando uma crise de custo de vida da população [3] [5].

No Brasil, segundo dados do Instituto de Energia e Meio Ambiente (IEMA), no ano de 2021, o setor de energia teve um aumento de 12% nas emissões de GEE, gerados pela queima de combustíveis (predominando a queima de combustíveis fósseis). Esses combustíveis são queimados e produzem emissões principalmente nas atividades de transporte, responsáveis por 38% do que é emitido nos setores de energia e processos industriais no Brasil. Já a geração de eletricidade somada à produção de combustíveis totalizam 22% das emissões do setor de energia e de processos industriais. Por isso, a eventual transição para uma economia mais sustentável, com baixas emissões de carbono e outros GEE, certamente implica na transformação do setor de transportes [6] [7] [8].

Nesse contexto, os veículos elétricos e veículos elétricos híbridos, denominados de *Electric Vehicle* (EV) e *Hybrid Electric Vehicle* (HEV), têm despertado grande interesse nos últimos anos devido ao fato de serem tecnologias alternativas para reduzir a dependência e o consumo de petróleo e para a substituição dos veículos convencionais por veículos mais eficientes que não utilizem combustíveis fósseis [9].

Os veículos elétricos possuem vantagens em relação aos veículos a combustão, pois são silenciosos, apresentam menor custo de manutenção e uma maior eficiência. Como exemplo, pode-se citar que um veículo a combustão utiliza apenas 30% do combustível do tanque para ser transformado em energia mecânica (o restante é perdido na forma de gases e calor), enquanto um veículo elétrico possui uma eficiência de pelo menos 80%. Mas, por outro lado apresentam

desvantagens como altos preços de venda, autonomia limitada, várias horas necessárias para carregar as baterias e a vida útil das baterias, que desde o início tornou-se um fator limitante, fortalecendo ao longo dos anos a utilização dos veículos movidos a combustão [3] [10].

Com o avanço da tecnologia, as baterias têm aumentado sua densidade energética e diminuído seu custo, elevando a autonomia e diminuindo o preço dos veículos elétricos. Isso traz otimismo em relação ao futuro dos veículos elétricos, pois a tendência é que o avanço tecnológico aumente a viabilidade de implementação desses veículos [10].

Por estes motivos, os governos do mundo todo têm incentivado o mercado de veículos elétricos. Em 2020, o número de vendas mundial de veículos elétricos cresceu cerca de 41%. Esse crescimento foi maior que o crescimento de qualquer outro tipo de veículo na mesma data, chegando a marca de 10 milhões de veículos elétricos comprados. Isso representa 1% da frota mundial. Estima-se que, em 2030 as vendas de veículos elétricos representarão 12% do total de vendas em transporte, sendo 7% da frota mundial [11].

Os veículos elétricos são propulsados somente por motores elétricos e acumuladores de energia, formados por bancos de baterias que podem ser associadas a supercapacitores, enquanto os híbridos, por sua vez, podem ter motores a combustão destinados a carregar as baterias ou ser corresponsáveis pela tração dos veículos, dividindo a tarefa de propeli-los com os motores elétricos, sendo, ao mesmo tempo, responsáveis por carregar as baterias [9] [12].

Como estes veículos possuem acumuladores de grande capacidade, necessitam ser recarregados por meio de fontes de energia externa, sendo denominados ou classificados como veículos do tipo *plug-in*, ou seja, *Plug-in Electric Vehicles (PEV)* e *Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV)*, onde possuem uma conexão/conector com o meio externo para a realização da recarga desses acumuladores de energia elétrica [9].

Tradicionalmente, um carregador de bateria é um circuito eletrônico (conversor) que converte a energia proveniente da fonte de alimentação e entrega-a para as baterias (carga) em níveis adequados de tensão e corrente, podendo realizar o processo de carregamento, seguindo o perfil requerido pela tecnologia de bateria utilizada [9].

O uso de uma bateria implica na capacidade de carregar e descarregar, realizando a transferência de energia em ambas as direções, de modo que exigem o uso de um conversor com capacidade de transferência de energia bidirecional, que permite evitar um sistema complexo de circuitos duplos para realizar a carga e descarga da bateria [13].

Nesse contexto, surge a eletrônica de potência, que pode ser definida como uma ciência aplicada dedicada ao estudo de conversores estáticos de energia elétrica, o qual, um conversor estático pode ser definido como um sistema constituído por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e elementos ativos (interruptores), associados segundo uma lei pré estabelecida [14].

Os conversores realizam o tratamento eletrônico da energia elétrica, sendo empregados para o controle do fluxo dessa energia entre dois ou mais sistemas elétricos. [14] No caso dos conversores CC-CC, convertem uma tensão CC para diferentes níveis de tensão CC fornecendo

sempre uma saída regulada [15].

Neste contexto, este trabalho está diretamente ligado ao estudo e projeto de controle de conversores CC-CC bidirecionais aplicados a bordo de veículos elétricos e veículos elétricos híbridos, sendo dividido em sete capítulos, descritos de maneira sucinta a seguir.

No segundo capítulo, apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre conversores aplicados aos EVs e HEVs e a estrutura do sistema elétrico de tração de um veículo elétrico, bem como, a motivação para a construção do conversor proposto por [9].

O terceiro capítulo demonstra as etapas de operação da segunda topologia do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no Modo de Condução Contínuo (MCC), para os dois sentidos de operação Boost e Buck.

No quarto capítulo, é realizada a simulação da topologia demonstrada no capítulo 3, com os componentes utilizados na montagem do protótipo físico.

O quinto e o sexto capítulo abordam o tema modelagem e controle de conversores, fazendo uma pequena revisão bibliográfica e logo após, aplicando na topologia definida anteriormente, a modelagem por Espaço de Estados e o controle em cascata da corrente no indutor principal e da tensão de saída no conversor, operando nos dois sentidos Boost e Buck, mostrando os resultados obtidos e comentando-os.

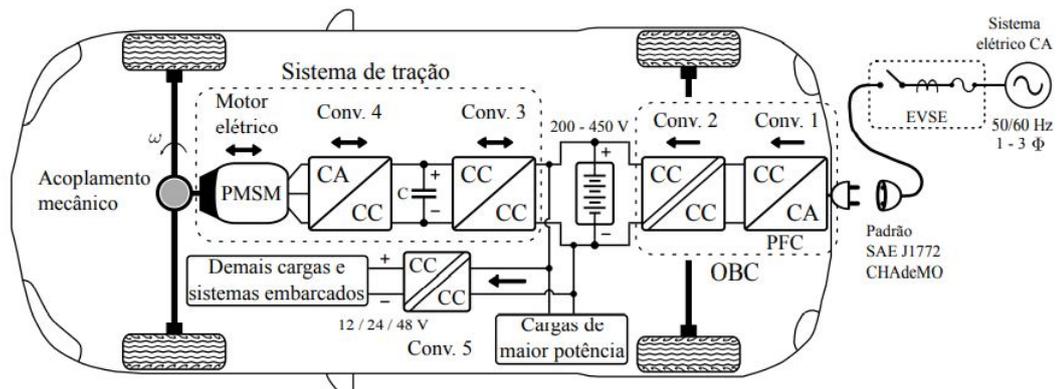
Por fim, no sétimo capítulo, são debatidas as principais conclusões do trabalho.

2 ESTRUTURA DO SISTEMA ELÉTRICO DE TRACÇÃO DE UM VEÍCULO ELÉTRICO

A utilização de conversores de energia na indústria automobilística tornou-se indispensável pelo fato de sistemas mecânicos e hidráulicos estarem sendo substituídos por sistemas elétricos, proporcionando maior conforto e demandando maior quantidade de energia elétrica do veículo [3].

Na Figura 1, apresenta-se um modelo típico de um sistema elétrico de tração de um EV, com seus principais componentes, sendo possível identificar um clássico carregador de baterias unidirecional com conversão CA-CC embarcado no veículo, e sua conexão com o *Electric Vehicle Supply Equipment* (EVSE), que é o equipamento ou fonte para o abastecimento do veículo elétrico, localizado externamente ao veículo, o qual é responsável pelo monitoramento e proteção da energia drenada da fonte CA pelo conversor. Identifica-se ainda, o circuito elétrico de tração principal que aciona o motor elétrico e promove seu deslocamento, assim como, as demais cargas elétricas e sub sistemas que estão embarcadas no veículo [9].

Figura 1 – Sistema elétrico de tração típico com carregador CA-CC isolado embarcado no EV.



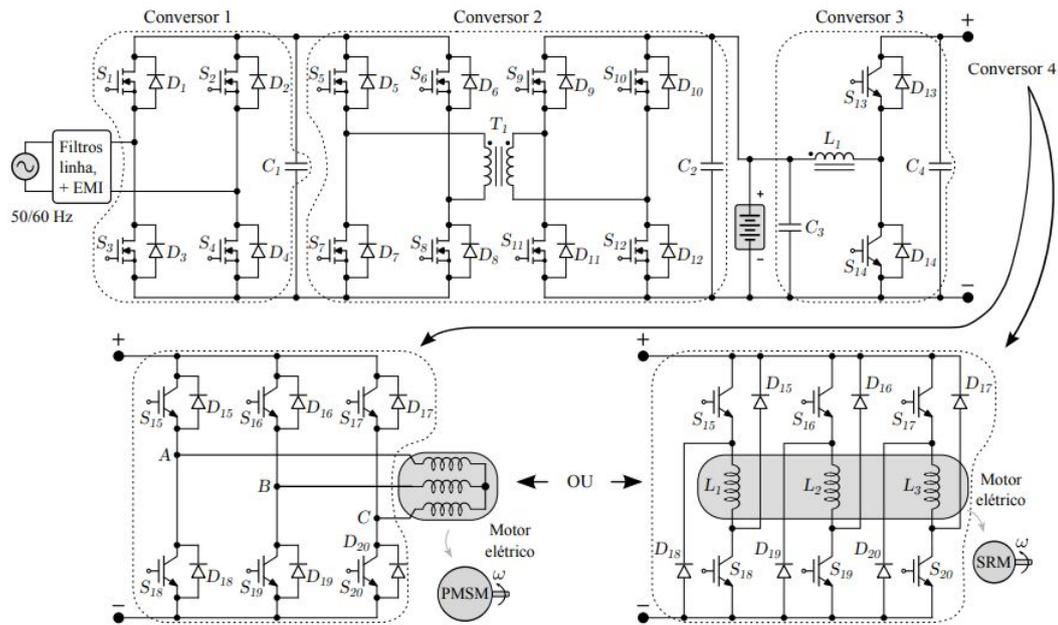
Fonte: [9]

O sistema de tração ilustrado é representado por dois conversores não isolados, os conversores 3 e 4, os quais obrigatoriamente necessitam ser bidirecionais para possibilitar a recuperação parcial da energia de uma frenagem regenerativa. A topologia empregada para o conversor 4 depende da tecnologia e tipo de motor elétrico utilizado na tração e o conversor 3 pode ou não ser necessário no circuito. O seu emprego possibilita o controle mais adequado do fluxo de energia dos elementos acumuladores [9].

Os demais circuitos e cargas elétricas auxiliares, como o sistema de ar condicionado, e bombas, podem ser alimentados diretamente por meio do barramento CC do banco de baterias. Circuitos como os faróis, iluminação, sistema de navegação e multimídia, geralmente estão conectados a uma segunda bateria de baixa tensão por meio de um conversor CC-CC de baixa potência, sem necessidade de bidirecionalidade de energia, que pode ser utilizado para fazer a adequação entre os níveis de tensão e/ou fornecer o isolamento galvânico requerido para maior segurança dos usuários [9].

A Figura 2 ilustra o circuito elétrico completo que é aplicado a bordo do veículo da Figura 1, onde identifica-se as topologias bidirecionais mais clássicas que formam o carregador OBC e o sistema de tração, assim como, as duas topologias mais empregadas (conversor 4) para o acionamento do respectivo motor elétrico [9].

Figura 2 – Circuito elétrico bidirecional clássico com carregador de bateria e sistema de tração de um EV, composto respectivamente, por um conversor *Full-Bridge*, um conversor *Dual Active-Bridge*, e dois conversores não isolados.



Fonte: [9]

O conversor 1 é composto por uma típica topologia *Full-Bridge* que necessita da adição de filtros passivos de linha para conexão com a fonte CA externa de baixa frequência para proporcionar fluxo bidirecional de energia. Para o conversor 2, é aplicada a topologia *Dual Active-Bridge* (DAB), no qual a tensão sobre o banco de baterias normalmente é inferior à tensão de entrada no barramento onde o capacitor C_1 está conectado, então a modulação PWM convencional geralmente é utilizada para proporcionar um projeto com maior densidade de potência [9].

Alguns conversores CC-CC propostos na literatura precisam da aplicação de filtros passivos entre o estágio retificador de saída do conversor e o banco de baterias para reduzir a ondulação de corrente e evitar a degradação prematura e redução da vida útil dos mesmos, o que pode elevar o volume e o peso do circuito elétrico do conversor e introduzir mais perdas no sistema de armazenamento de energia. Uma sugestão para minimizar esta ondulação de corrente e evitar a utilização de um banco de baterias de elevada tensão é o uso de topologias de conversores CC-CC bidirecionais derivados do conversor Buck e do conversor Boost, como ocorre no conversor 3 [9].

Este conversor fornece a interface entre a bateria e o barramento CC de alta tensão onde

o conversor de tração está conectado, apresenta características de fonte de corrente para a bateria e possui um circuito de potência relativamente simples quando elevado ganho de tensão ou isolamento galvânico não é requerido [9].

A técnica de intercalar os conversores, denominada de *interleaving*, proporciona a redução de ondulação de corrente na fonte, redução dos elementos passivos de filtro, melhora a resposta dinâmica, e divide os esforços de corrente e redundância entre os braços do conversor, estabelecendo um melhor rendimento e se tornando uma alternativa quando se deseja aumentar a potência do conversor e reduzir seu volume total, já que a simples elevação da frequência de comutações dos interruptores não se apresenta como um sucesso pleno para o aumento da densidade de potência, por provocar a elevação das perdas nos componentes e o consequente aumento do dissipador de calor [9].

Neste contexto, este trabalho apresenta o estudo da estrutura de um conversor CC-CC bidirecional aplicado a bordo de EVs e HEVs, onde atende a um estágio abaixador e elevador de tensão não isolado que mantém a tensão de alimentação do conversor de tração, responsável pelo acionamento do motor elétrico, estabilizada e regulada [9].

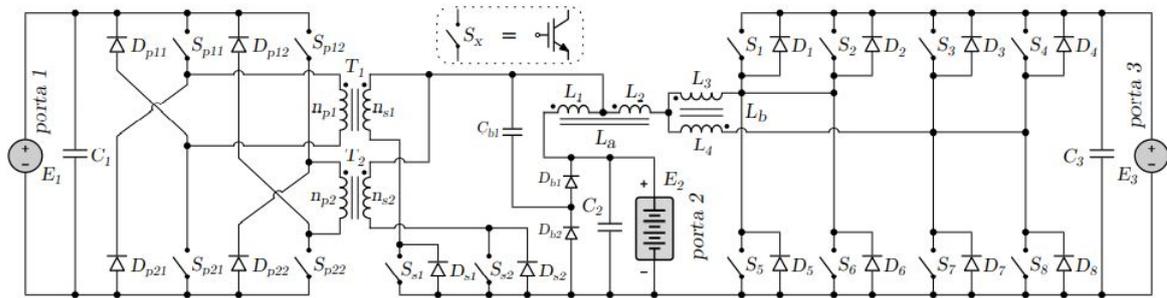
O trabalho [9], com base no típico circuito bidirecional ilustrado, consiste em propor duas topologias de conversores CC-CC bidirecionais derivadas de estruturas conhecidas nas literaturas como, o conversor Forward, o Flyback, o conversor Buck e o conversor Boost, em que consistem em: uma topologia com isolamento galvânico em alta frequência que é integrada à outra topologia não isolada por meio de um indutor compartilhado entre ambas, proporcionando baixa ondulação de corrente e possibilitando ajustes de maior qualidade na tensão e corrente de carga da bateria de um sistema elétrico de tração de EVs e HEVs.

O conversor proposto por Mayer et al. (2019), apresentado na Figura 3, proporciona à aplicação, a redução de perdas nos semicondutores com a divisão da corrente entre seus braços e a redução dos capacitores e indutores de filtro de entrada e saída. Com a utilização de indutores acoplados, é possível minimizar os efeitos do desequilíbrio entre as correntes que circulam pelos mesmos, provocados por variações paramétricas do circuito e por pequenas diferenças no valor da razão cíclica que podem ser impostas aos interruptores pelo seu respectivo circuito de acionamento [9].

Conforme mostrado na Figura 3 o conversor 2 conecta a porta 1 à porta 2 (fonte E_2 do banco de baterias) por meio da topologia *Forward / Flyback* intercalada. Já a porta 2 é conectada à porta 3 (fonte E_3 do barramento CC do conversor CA-CC de tração) por meio de uma topologia bidirecional intercalada com indutores acoplados. [9]

Nos próximos capítulos deste trabalho terá como enfoque a segunda topologia deste conversor, denominada Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado com Indutor Acoplado.

Figura 3 – Estrutura com conversores CC-CC bidirecionais integrados propostos para aplicação a bordo de EVs e HEVs.



Fonte: [9]

2.1 CONVERSORES APLICADOS AOS EVS E HEVS

Os conversores aplicados ao sistema de tração dos veículos elétricos devem possuir a capacidade de operar com fluxo bidirecional de energia, onde a energia pode fluir dos acumuladores de energia ou fontes para o motor de tração, ou ainda do motor de tração para os acumuladores durante uma frenagem regenerativa, além de conduzir o fluxo de energia entre o motor de tração e o sistema elétrico do veículo, possibilitando a interconexão entre diferentes níveis de tensão e diferentes fontes de energia a bordo do veículo [9].

As topologias de conversores bidirecionais mais utilizadas para fazer a carga e descarga dos acumuladores do sistema de tração a bordo do veículo são as topologias tipo Buck, Boost, conversor em ponte completa (*Full-bridge*) e tipo multifásicos. Para menores potências são empregados as topologias do tipo meia ponte (*Half-bridge*) e *Push-pull* [16].

Os conversores CC-CC bidirecionais são uma expansão de suas estruturas tradicionais unidirecionais que processam e transferem energia somente em um sentido. 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 [13] [17].

O conceito de fluxo de potência em ambas as direções em um BCDC (Conversor CC-CC Bidirecional), 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 (interruptores), como o MOSFET e IGBT, constituídos de diodos em antiparalelo aos mesmos. 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 [13].

Os veículos classificados em *plug-in* além de possuírem uma conexão com o meio externo para a realização da recarga, são compostos por um circuito de conversão que se localiza entre o banco de baterias e o motor elétrico, chamado sistema de acionamento (driver) do motor que possibilita a aceleração, o controle de tração e torque, ajuste da velocidade, e permite ainda fluxo

bidirecional de energia em caso de frenagem regenerativa [9].

Na grande maioria das aplicações, é composto por dois estágios de conversão, um estágio CC-CC e um estágio CC-CA. O primeiro proporciona fluxo de energia e adequação dos níveis de tensão entre as baterias e o barramento de corrente contínua (CC) de elevada tensão, e este tem a finalidade de alimentar e fornecer tensão regulada para o segundo estágio CC-CA, responsável por acionar o motor elétrico e promover o deslocamento do veículo [9].

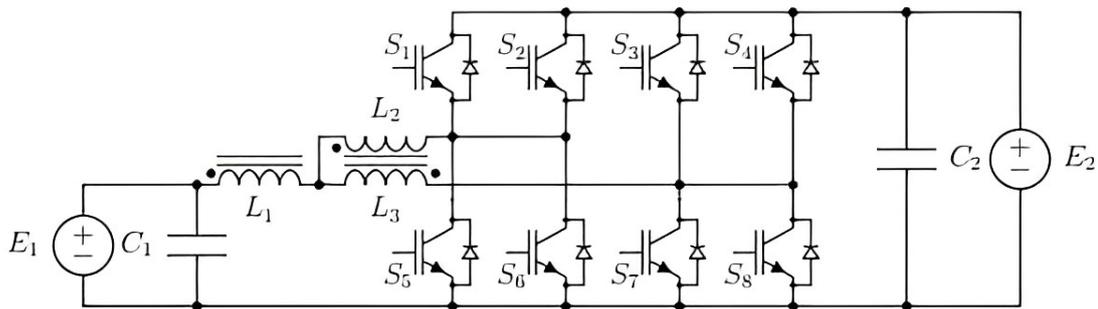
Os carregadores de bateria podem ser classificados de acordo com as topologias de circuitos utilizadas, sua localização no veículo, quanto ao tipo de conexão, tipo de forma de onda da fonte de alimentação, da direção do fluxo de energia e quanto ao nível de potência do carregador. A escolha desse nível de potência reflete diretamente no tempo de recarga das baterias, na instalação ou circuito elétrico onde está conectado, e da máxima potência que o banco de baterias pode absorver [9].

Para atender a esta demanda de diferentes níveis de potência, uma grande variedade de soluções isoladas e não isoladas, de estruturas topológicas e de formas de se recarregar o veículo elétrico e híbrido vêm sendo propostas e apresentadas ao longo de anos, principalmente topologias bidirecionais que permitam a implementação de algoritmos de controle do fluxo de carga e descarga das baterias [9].

3 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO

O conversor bidirecional, proposto por [9], é apresentado na Figura 4 de uma maneira simplificada. Em comparação com o circuito da Figura 3; como a ligação entre a primeira topologia e a segunda está em aberto, o indutor L_1 e o indutor L_2 foram substituídos por um indutor equivalente L_1 . Os indutores L_3 e L_4 são equivalentes aos indutores L_2 e L_3 e as fontes E_2 e E_3 , são equivalentes, respectivamente, pelas fontes E_1 e E_2 .

Figura 4 – Circuito de potência do conversor em estudo.



Fonte: [13]

A topologia apresentada é baseada na célula de comutação de três estados (3SSC), que é obtida pela associação de dois indutores interconectados como um autotransformador de derivação central. No caso do conversor, L_2 e L_3 são os indutores acoplados. Os indutores 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 [9].

O circuito de potência do conversor 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 [13].

Pelo fato de ser um conversor bidirecional, 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), transferindo energia do barramento CC para o banco de baterias, comutando os interruptores do grupo superior S_1 a S_4 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, transferindo energia do banco de baterias para o barramento CC, comutando os interruptores do grupo inferior S_5 a S_8 com uma razão cíclica D_2 [13] [9].

Os semicondutores para ambos os sentidos de operação são comandados por meio da técnica de *phase-shift* e modulação PWM, onde os pulsos enviados para os interruptores conectados ao mesmo indutor sempre estão deslocados em 180° elétricos para assegurar que a

frequência de ondulação da corrente sobre cada indutor seja sempre o dobro da frequência de comutação dos interruptores [9].

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 razão cíclica $1/4 \leq D < 1/2$ de T_s no sentido Boost e de $0 < D < 1/4$ de T_s no sentido Buck [13].

As seções seguintes demonstram o funcionamento do conversor operando no Modo em Condução Contínuo (MCC), para os dois sentidos de operação.

3.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST

Para a operação no sentido Boost, o conversor atua como elevador de tensão, de forma similar a um conversor Boost clássico, porém, sua faixa de atuação de razão cíclica fica limitada à metade do período de comutação para permitir o adequado balanço de corrente entre os braços e a frequência de ondulação da corrente desejada sobre os indutores da estrutura [9].

Operando com razão cíclica no intervalo $1/4 \leq D < 1/2$ de T_s , o conversor possui indutores acoplados idênticos com coeficiente de acoplamento magnético unitário, sendo os interruptores S_5 e S_7 comandados com deslocamento de 90° elétricos, assim como S_6 e S_8 , e estes dois grupos ou braços deslocados em 180° elétricos entre si [9] [13].

3.1.1 MCC para operação no sentido Boost

Na Figura 5, é demonstrado o diagrama de comando simplificado com os intervalos de tempo dos interruptores inferiores da topologia para o modo de condução contínua no sentido Boost. É possível notar 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 [13]:

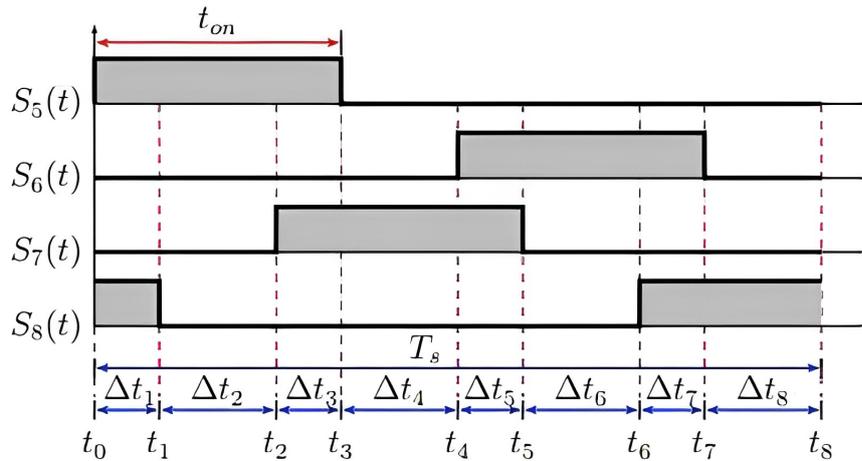
$$\begin{cases} \Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5 = \Delta t_7 \\ \Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6 = \Delta t_8 \end{cases} \quad (1)$$

As oito etapas de operação do conversor Boost, no MCC, podem ser resumidas em três etapas, que repetem-se em intervalos definidos.

3.1.1.1 Primeira etapa (t_0 - t_1)

A Figura 6 demonstra a 1ª etapa de operação Δt_1 , que se inicia em t_0 , com o interruptor S_8 ainda em condução, sendo acionado o interruptor S_5 , fazendo com que a energia da fonte E_1 seja transferida para o indutor L_1 , dando início à sua carga, aumentando a corrente iL_1 linearmente, até o final da etapa que ocorre em t_1 , com o bloqueio de S_8 .

Figura 5 – Razão cíclica no sentido Boost.

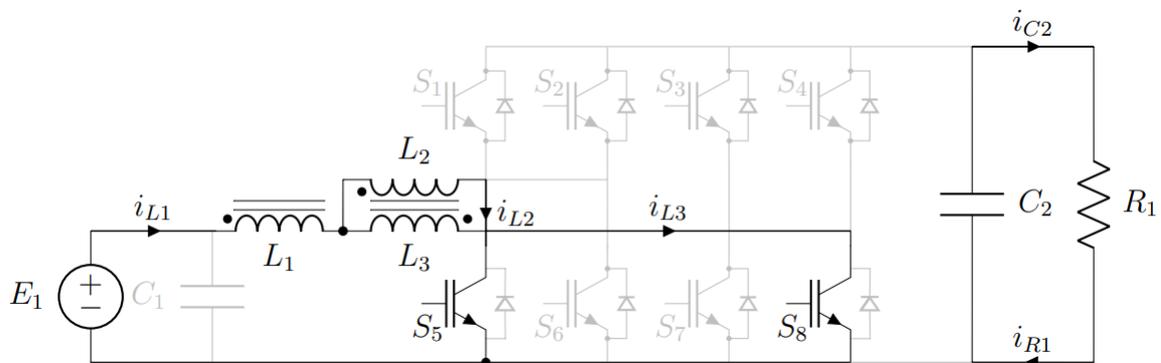


Fonte: [13]

A corrente i_{L1} é dividida entre os indutores acoplados L_2 e L_3 , que possuem indutâncias iguais, logo a tensão sobre cada um deles é zero. Na porta E_2 , 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.

De forma semelhante funciona a 3ª, 5ª e 7ª etapa, com a diferença nos interruptores que estão em condução e os interruptores acionados.

Figura 6 – 1ª Etapa de Operação



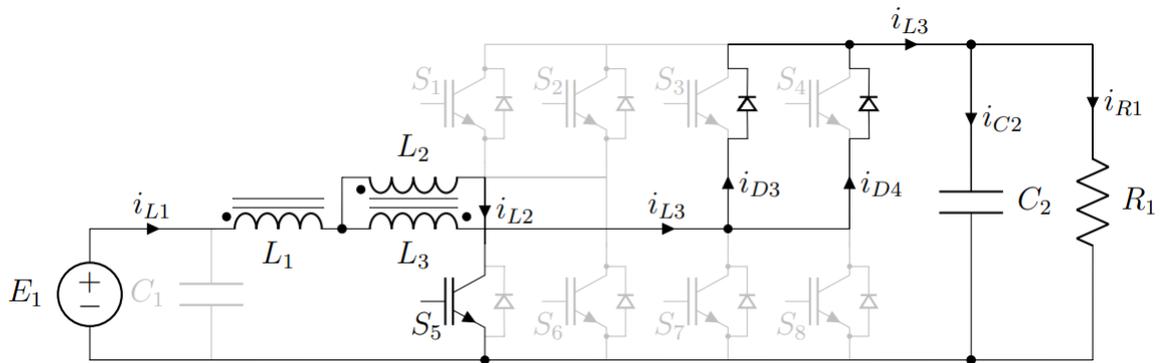
Fonte: [13]

3.1.1.2 Segunda etapa (t_1-t_2)

Na segunda etapa Δt_2 , demonstrada na Figura 7, permanece apenas o interruptor S_5 em condução, fazendo com que a corrente i_{L1} decresça linearmente e i_{L2} continue aumentando de forma gradual. A tensão sobre o indutor V_{L1} é dada por $E_1 - E_2/2$, proporcionando que a metade da tensão de saída, seja disposta sobre L_3 , deixando V_{L1} , com potencial negativo, pois estando os diodos de S_3 e S_4 em condução, a energia é transferida de L_1 para a carga.

De forma semelhante funciona a 6ª etapa, com a diferença que somente o interruptor S_6 está em condução, e os diodos que entram em condução são o S_3 e S_4 .

Figura 7 – 2ª Etapa de Operação



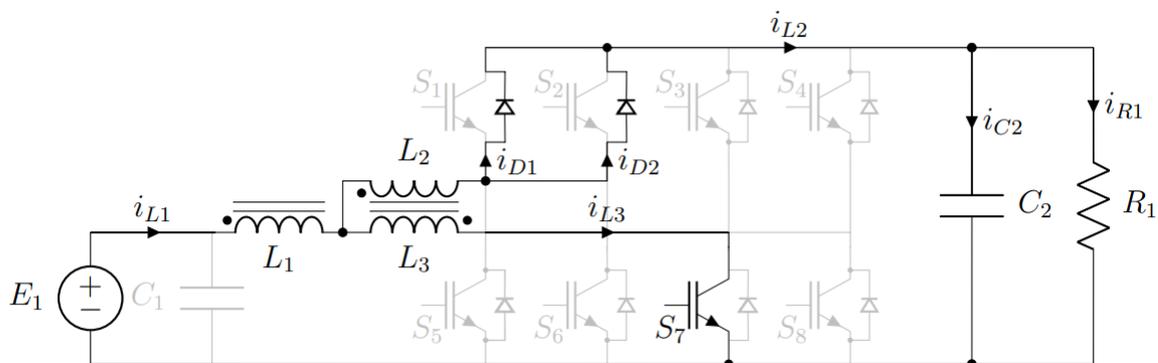
Fonte: [13]

3.1.1.3 Quarta etapa (t_3-t_4)

Na quarta etapa Δt_4 , demonstrada na Figura 8, o único interruptor em condução é o S_7 . A energia acumulada em L_1 é entregue à carga por L_2 . Enquanto i_{L2} é dividida entre os diodos de S_1 e S_2 , V_{L2} é igual a $-E_2/2$, assim 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 .

De forma semelhante funciona a 8ª etapa, com a diferença que somente o interruptor S_8 está em condução, e os diodos que entram em condução são o S_1 e S_2 .

Figura 8 – 4ª Etapa de Operação

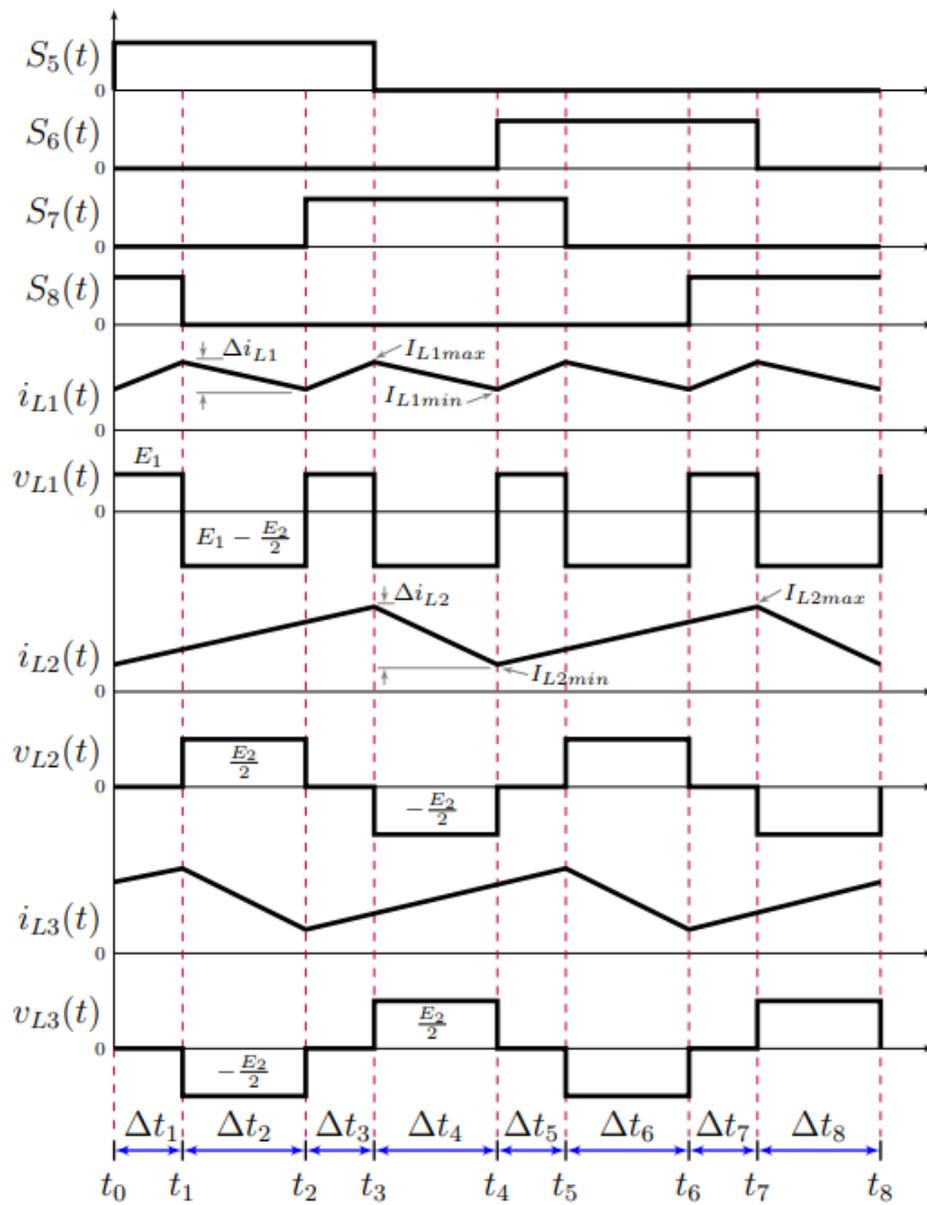


Fonte: [13]

3.1.2 Análise das etapas de operação no sentido Boost

Para representar graficamente o comportamento nas oito etapas de operação, que formam o período T_s , a Figura 9 apresenta o comportamento das tensões e correntes ideais sobre o indutor principal L_1 e indutores acoplados L_2 e L_3 .

Figura 9 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Boost



Fonte: [13]

É possível verificar que a frequência de i_{L1} é o dobro da frequência dos indutores acoplados, e sua ondulação Δi_{L1} é inferior às ondulações Δi_{L2} e Δi_{L3} , devido ao cancelamento parcial provocado pelos mesmos.

3.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK

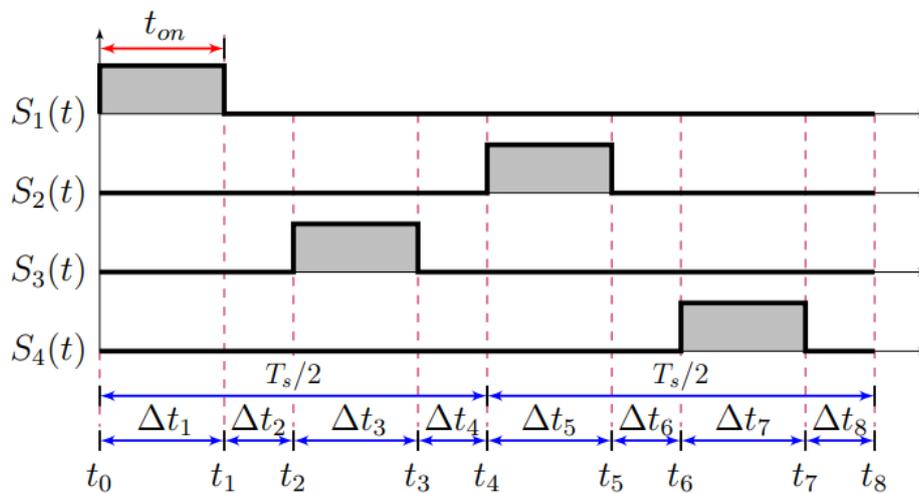
No sentido Buck de operação, o conversor atua como abaixador de tensão, de forma similar a um conversor Buck clássico, porém, sua faixa de atuação de razão cíclica fica limitada a metade do período de comutação para permitir o adequado balanço de corrente entre os braços e indutores da estrutura [9].

Operando com uma razão cíclica na região $0 < D < 1/4$ de T_s , o conversor possui indutores acoplados idênticos com coeficiente de acoplamento magnético unitário, sendo os interruptores S_1 e S_3 comandados com deslocamento de 90° elétricos, assim como S_2 e S_4 , e estes dois grupos ou braços deslocados em 180° elétricos entre si [9] [13].

3.2.1 MCC para operação no sentido Buck

No diagrama da Figura 10, é apresentado o esquema de comando para este tipo de operação, é possível verificar que não ocorre a sobreposição dos sinais de comando como 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.

Figura 10 – Razão cíclica no sentido Buck



Fonte: [13]

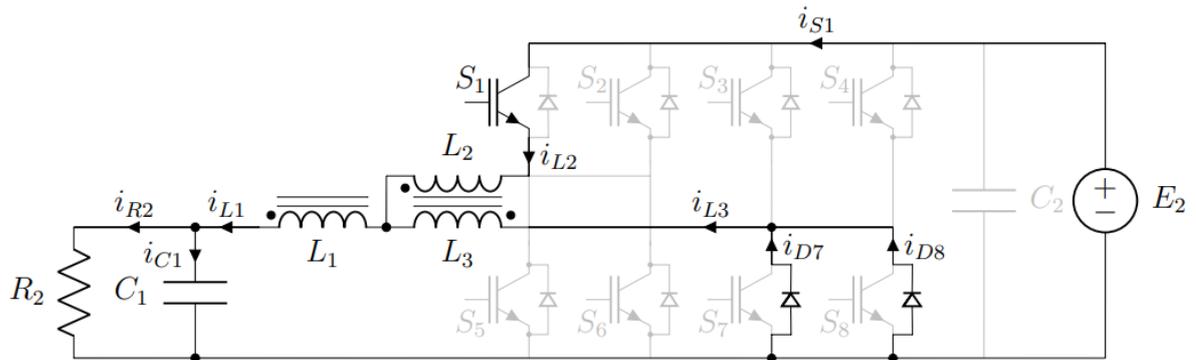
As oito etapas serão demonstradas abaixo, agora com o fluxo de potência fluindo da porta E_2 para a porta E_1 , inserindo uma resistência R_2 para simular a carga ou recarga da bateria. Essas etapas podem ser resumidas em três etapas, que repetem-se em intervalos definidos.

3.2.1.1 Primeira etapa (t_0 - t_1)

Na primeira etapa Δt_1 , representada na Figura 11, o interruptor S_1 inicia a condução em t_0 , proporcionando que a corrente i_{L1} do indutor seja incrementada linearmente até que a condução de S_1 seja cessada em t_1 . A queda de tensão V_{L1} é produto de $E_2/2 - E_1$, pela diferença entre o lado do não-ponto com tensão $E_2/2$, e o lado do ponto com tensão E_1 . No indutor acoplado,

a corrente i_{L2} é incrementada pela corrente proveniente de E_2 e i_{L3} , fluindo para o barramento negativo pelos 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. De forma semelhante funciona a 5ª etapa, com a diferença que o interruptor S_2 entra em condução, e os diodos que entram em condução são o S_7 e S_8 .

Figura 11 – 1ª etapa de operação



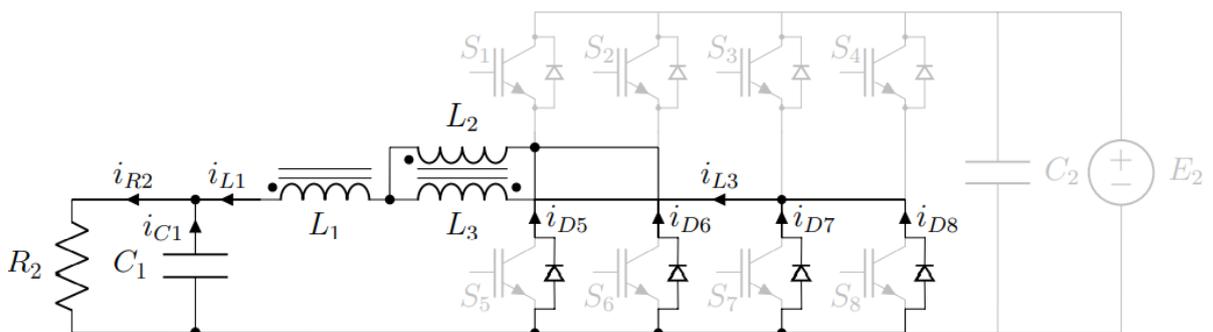
Fonte: [13]

3.2.1.2 Segunda etapa (t_1-t_2)

A segunda etapa Δt_2 , demonstrada na Figura 12, representada pelo intervalo Δt_2 , a porta E_2 fica isolada do restante do circuito. Com tensão no indutor L_1 com potencial negativo a carga, os diodos do grupo inferior entram em condução, fazendo a corrente armazenada no indutor juntamente com a tensão armazenada no capacitor C_1 ir para a carga e fornecer energia ao resistor R_2 .

As correntes i_{L2} e i_{L3} , devido sua conexão momentânea em paralelo dos indutores anula o fluxo magnético e a tensão sobre os mesmos, deixando com uma derivada descendente. 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. De forma semelhante funciona a 4ª, 6ª e 8ª etapa.

Figura 12 – 2ª etapa de operação

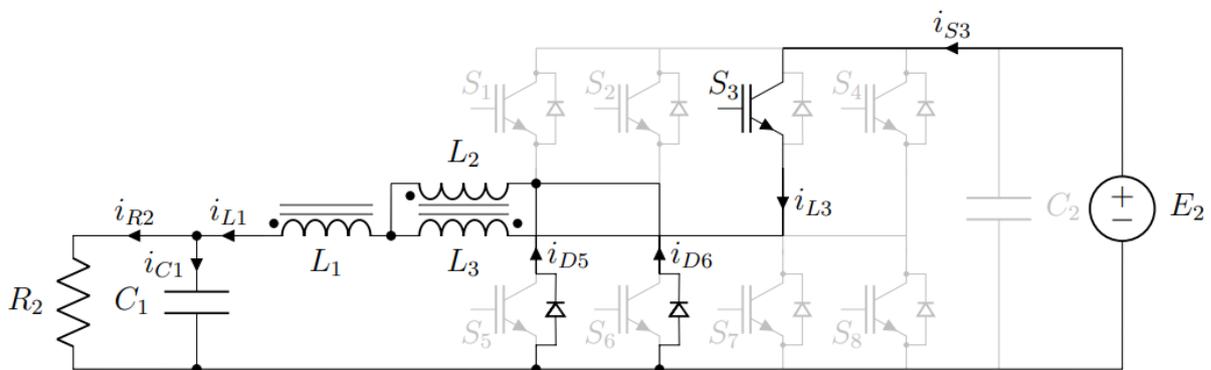


Fonte: [13]

3.2.1.3 Terceira etapa (t_2-t_3)

A terceira etapa Δt_3 , demonstrada na Figura 13, inicia em t_2 , com S_3 entrando em condução, conectando a porta E_2 à saída do circuito via L_3 . O indutor L_1 recomeça o armazenamento de corrente, voltando a ter uma queda de tensão de $E_2/2 - E_1$. Com V_{L3} energizado com a metade positiva de E_2 , se inicia o armazenamento i_{L3} , e conseqüentemente 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 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. De forma semelhante funciona a 7ª etapa, com a diferença em t_7 , quando S_4 é bloqueado.

Figura 13 – 3ª etapa de operação

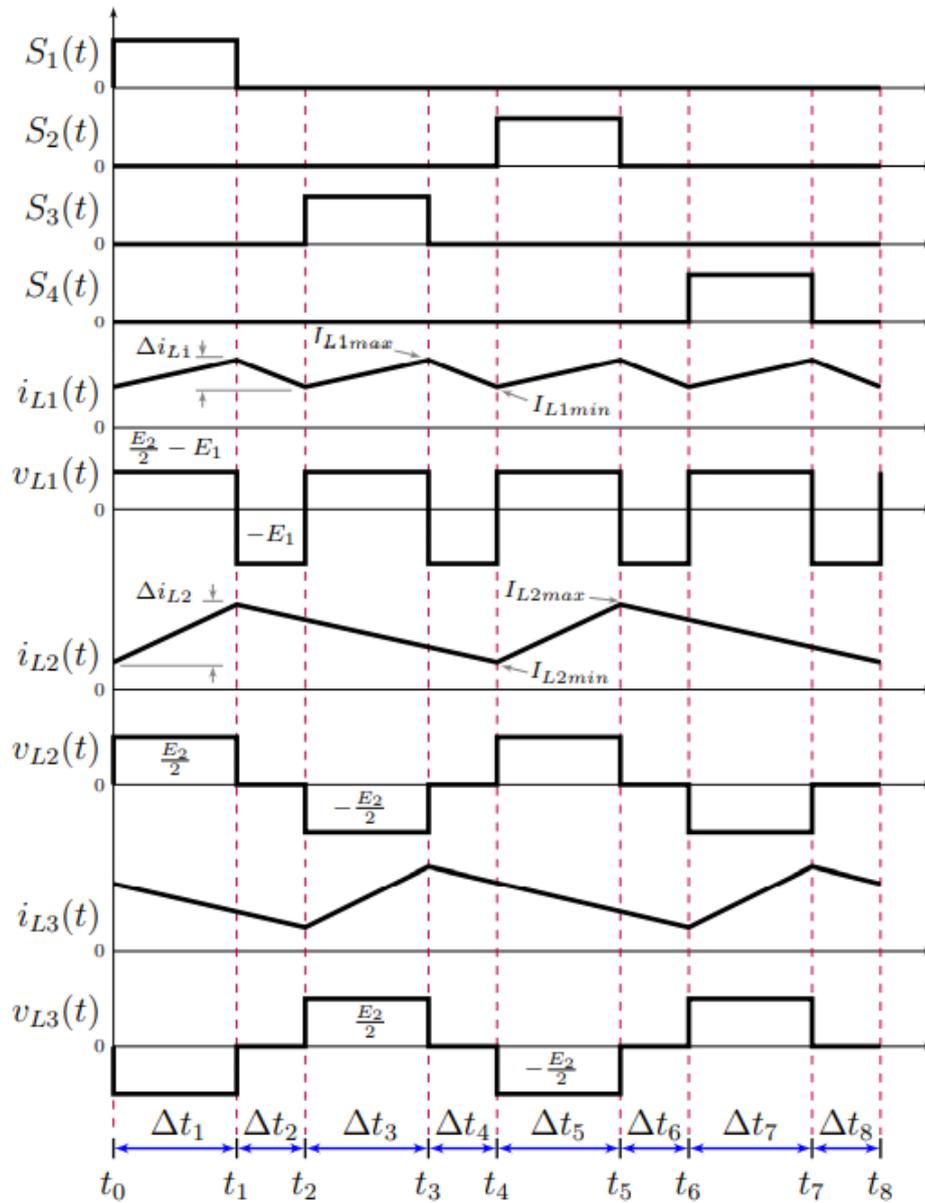


Fonte: [13]

3.2.2 Análise das etapas de operação no sentido Buck

Afim de representar graficamente o comportamento nas oito etapas de operação, que formam o período T_s , a Figura 14 apresenta o comportamento das tensões e correntes ideais sobre o indutor principal L_1 e indutores acoplados L_2 e L_3 .

Figura 14 – Formas de onda de tensão e corrente ideais sobre os indutores da operação como Buck



Fonte: [13]

Verifica-se que a frequência imposta à L_1 é o dobro da frequência dos indutores L_2/L_3 , e sua ondulação Δi_{L1} é inferior às ondulações Δi_{L2} e Δi_{L3} , devido ao cancelamento parcial provocado pelos mesmos.

Além disso é possível verificar a defasagem de 180° entre as fases L_2 e L_3 .

4 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR NO SENTIDO BOOST E NO SENTIDO BUCK

Com o propósito de validar o estudo da segunda topologia proposta do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado, pode-se determinar por meio de simulações numéricas, as formas de onda dos principais elementos para operação no sentido Buck e no sentido Boost, comparando em uma tabela os valores obtidos na base teórica e em simulação.

Os circuitos de simulação são implementados e simulados no software *PSIMTM*, em Modo de Operação em Condução Contínuo (MCC), para ambos os sentidos de operação, considerando o projeto e os componentes utilizados na montagem do protótipo físico, segundo [9].

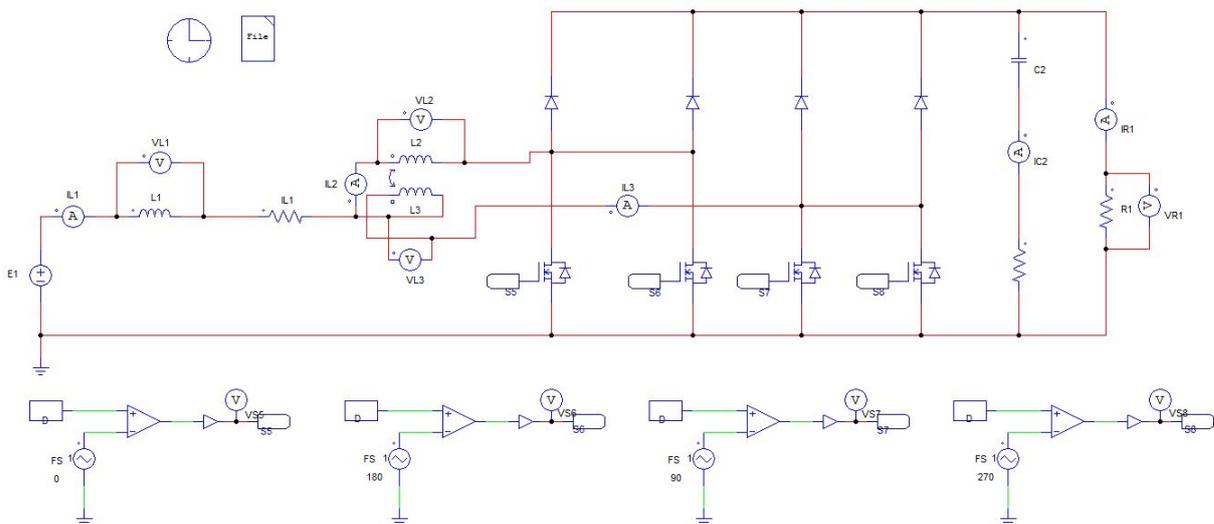
Para uma maior aproximação entre os modelos matemáticos e o circuito, foi considerado os valores das resistências intrínsecas, presentes nos elementos armazenadores de energia. No caso, as resistências do indutor principal e do capacitor do filtro, obtidas através da medição dos componentes no protótipo físico, sendo o projeto demonstrado no trabalho [9]. Como os indutores L_2 e L_3 , não possuem a função principal de armazenar energia, suas resistências intrínsecas foram desconsideradas.

Nas seções seguintes, são realizadas as simulações do conversor no sentido Boost e no sentido Buck.

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST NO MCC

A Figura 15 apresenta o circuito utilizado para a simulação no sentido Boost no MCC, e a Tabela 1 apresenta as especificações aplicadas na simulação.

Figura 15 – Circuito de simulação para operação no sentido Boost no MCC.



Fonte: do autor.

Tabela 1 – Parâmetros de Simulação no sentido Boost

Grandeza	Rótulo	Valor
Potência de Saída	P_2	1 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	L_1	382,7 μ H
Indutância Acoplada	L_2	427,5 μ H
Indutância Acoplada	L_3	432,2 μ H
Indutância Mútua	M	373,2 μ H
Capacitância de Saída	C_2	11 μ F
Resistência de carga	R_1	302,5 Ω
R_{se} do Indutor principal	R_1	20,5 m Ω
R_{se} do Capacitor de Saída	R_{C2}	13 m Ω

Fonte: do Autor.

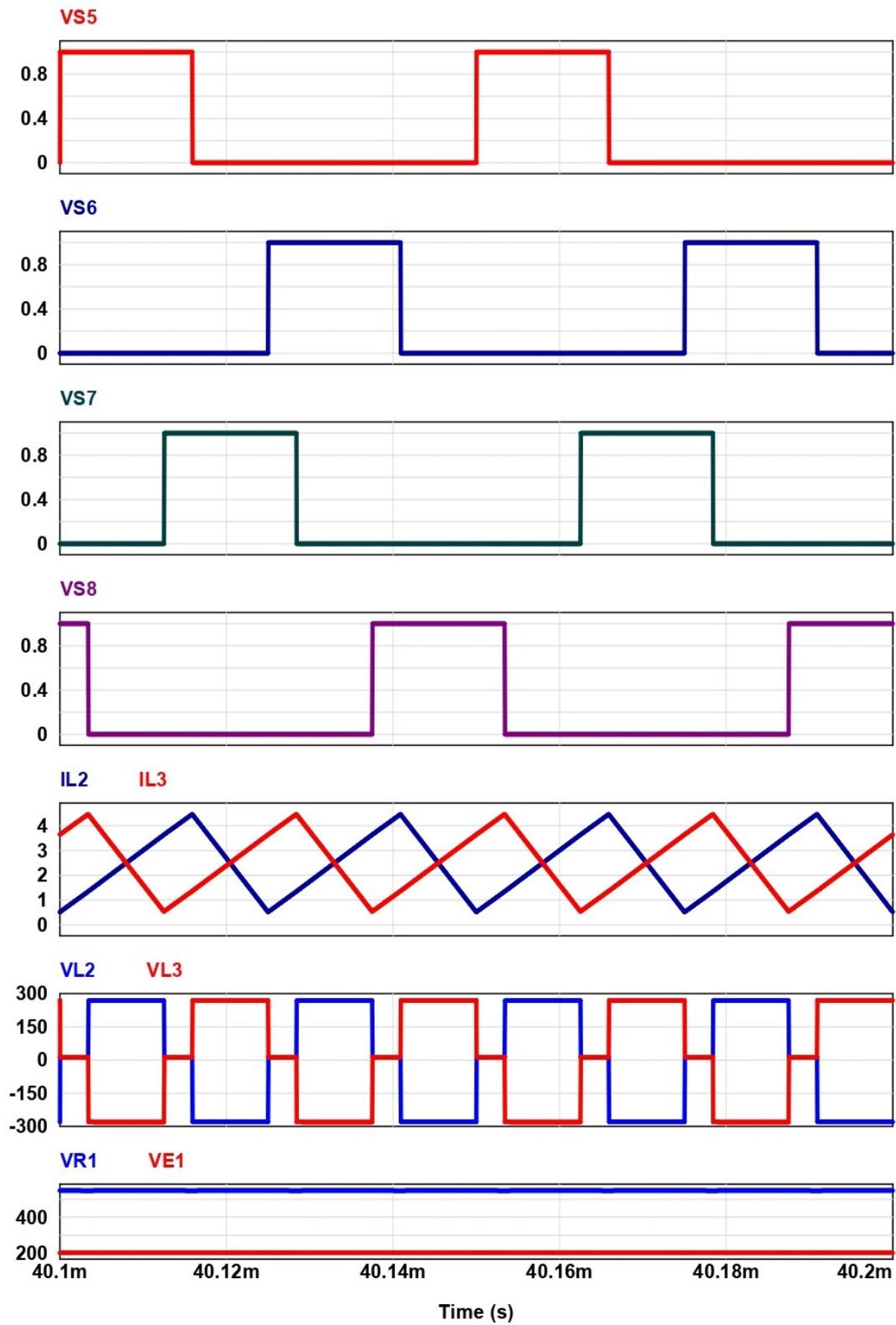
A Figura 16 representa a forma de onda nos interruptores do grupo inferior (S_5 , S_6 , S_7 e S_8), em um período T_s , além da forma de onda da tensão e da corrente nos indutores acoplados L_2 e L_3 e a potência fornecida pela fonte E_1 e absorvida pela carga R_1 .

Observa-se o comportamento da tensão nos indutores acoplados nas duas etapas, com V_{L2} na primeira etapa em zero e na segunda etapa em $E_2/2$, e com V_{L3} na primeira etapa em $-E_2/2$ e na segunda etapa em zero.

A Figura 17, apresenta a forma de onda de corrente no indutor principal, no interruptor S_5 , no diodo D_1 e sobre o capacitor C_2 .

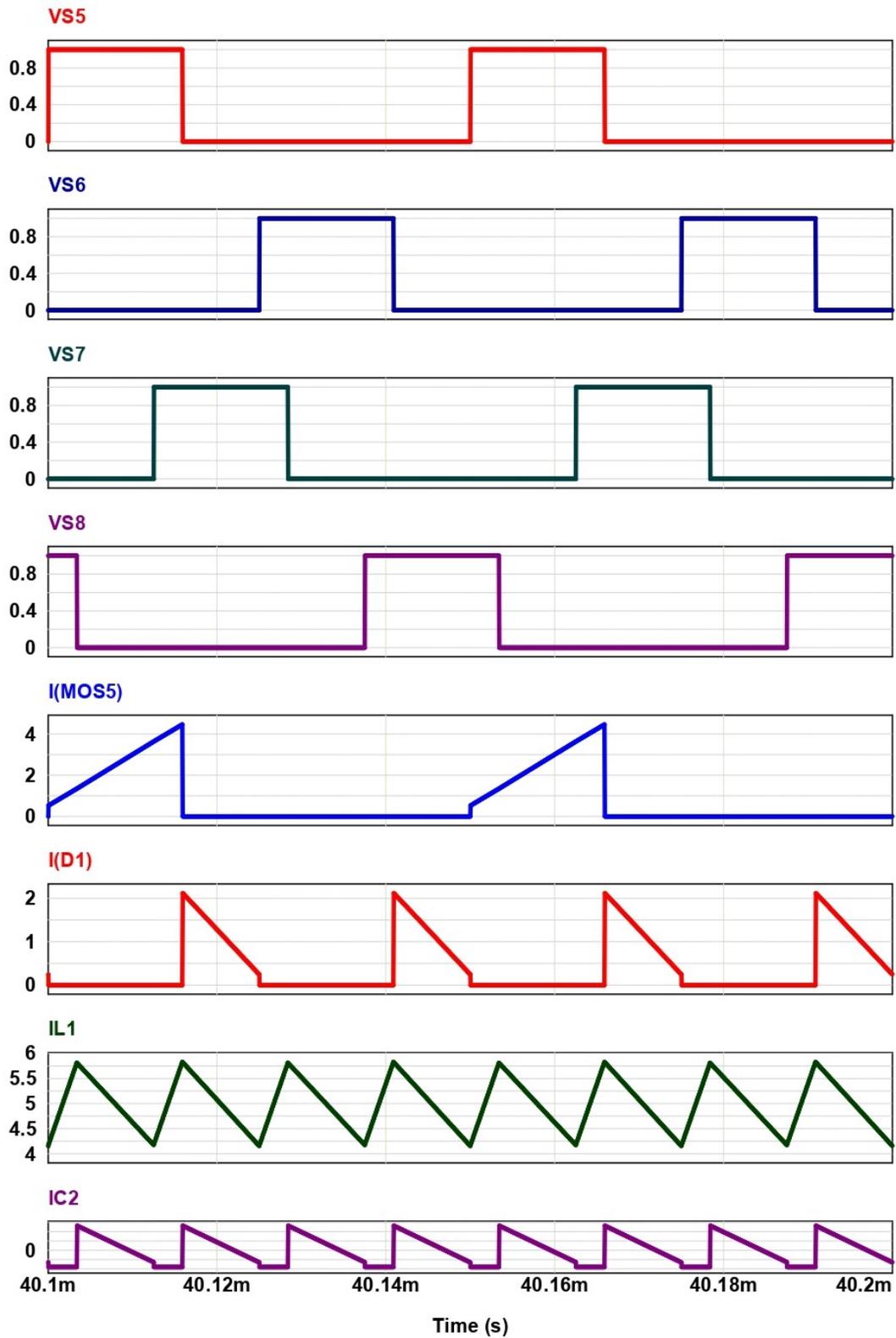
Verifica-se que a corrente no indutor circula com um quarto de período de T_s .

Figura 16 – Forma de onda nos interruptores do grupo inferior, nos indutores acoplados, na fonte E_1 e sobre a carga R_1 no sentido Boost.



Fonte: do autor.

Figura 17 – Forma de onda no indutor principal, no interruptor S_5 , no diodo D_1 e sobre o capacitor C_2 no sentido Boost.



Fonte: do autor.

4.1.1 Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados

Por meio da Tabela 2, apresenta-se um comparativo entre os valores calculados e simulados sobre os principais componentes do conversor para a operação no sentido Boost, na região R2, no MCC.

Tabela 2 – Comparativo entre os valores calculados e simulados no sentido Boost

Grandeza	Valor Calculado	Valor Simulado
P_2	1 kW	997 W
E_2	550 V	549 V
ΔI_{L1}	4,2 A	4,0 A
ΔI_{L3}	4,0 A	3,9 A
I_{L1MED}	5 A	4,9 A
I_{L1EF}	5 A	5 A
I_{L3MED}	2,5 A	2,5 A
I_{L3EF}	2,5 A	2,7 A
I_{S5MED}	0,79 A	0,78 A
I_{S5EF}	1,41 A	1,5 A
I_{D1MED}	0,45 A	0,43 A
I_{D1EF}	0,75 A	0,78 A
ΔE_2	2,75 V	2,80 V
I_{C2EF}	1,4 A	1,4 A

Fonte: do Autor.

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK NO MCC

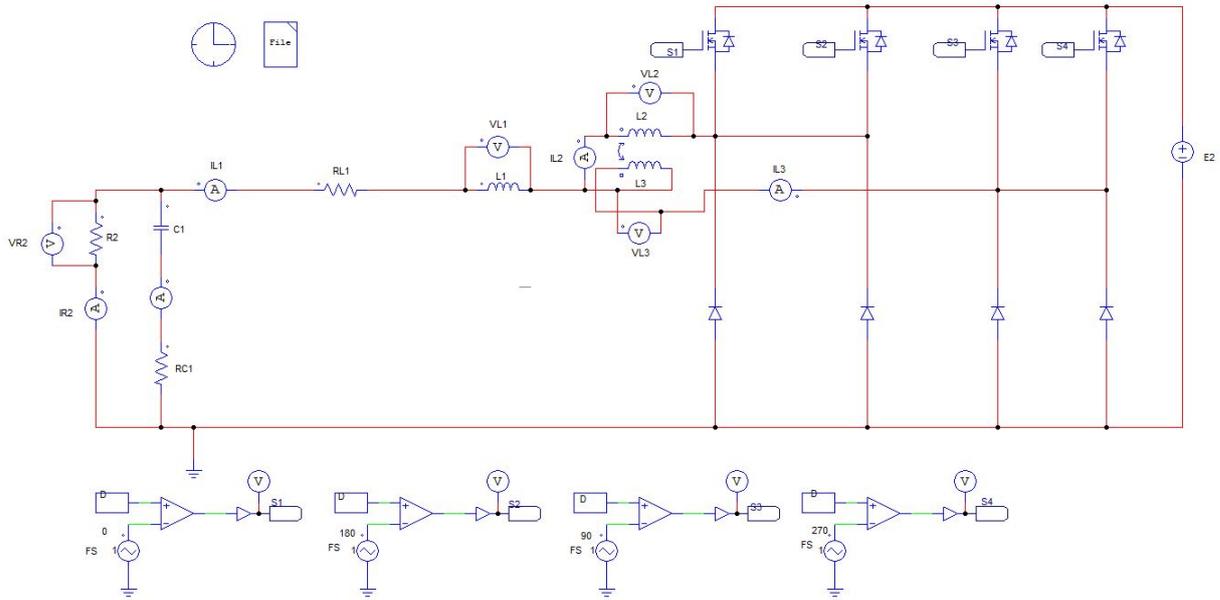
A Figura 18 apresenta o circuito utilizado para a simulação no sentido Buck no MCC, e a Tabela 3 apresenta as especificações aplicadas na simulação.

Tabela 3 – Parâmetros de Simulação no sentido Buck

Grandeza	Rótulo	Valor
Potência de Saída	P_2	1 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_2	0,182
Indutância Principal	L_1	382,7 μ H
Indutância Acoplada	L_2	427,5 μ H
Indutância Acoplada	L_3	432,2 μ H
Indutância Mútua	M	373,2 μ H
Capacitância de Saída	C_1	50 μ F
Resistência de carga	R_2	40 Ω
R_{se} do Indutor principal	R_1	20,5 m Ω
R_{se} do Capacitor de Saída	R_{C1}	4,5 m Ω

Fonte: do Autor.

Figura 18 – Circuito de simulação para operação no sentido Buck no MCC.



Fonte: do autor.

A Figura 19 representa a forma de onda nos interruptores do grupo superior (S_1 , S_2 , S_3 e S_4), em um período T_s , além da forma de onda da tensão e da corrente nos indutores acoplados L_2 e L_3 e a potência fornecida pela fonte E_2 e absorvida pela carga R_1 .

Observa-se o comportamento da tensão nas duas etapas, com V_{L2} na primeira etapa em zero e na segunda etapa em $E_2/2$, e com V_{L3} na primeira etapa em $-E_2/2$ e na segunda etapa em zero.

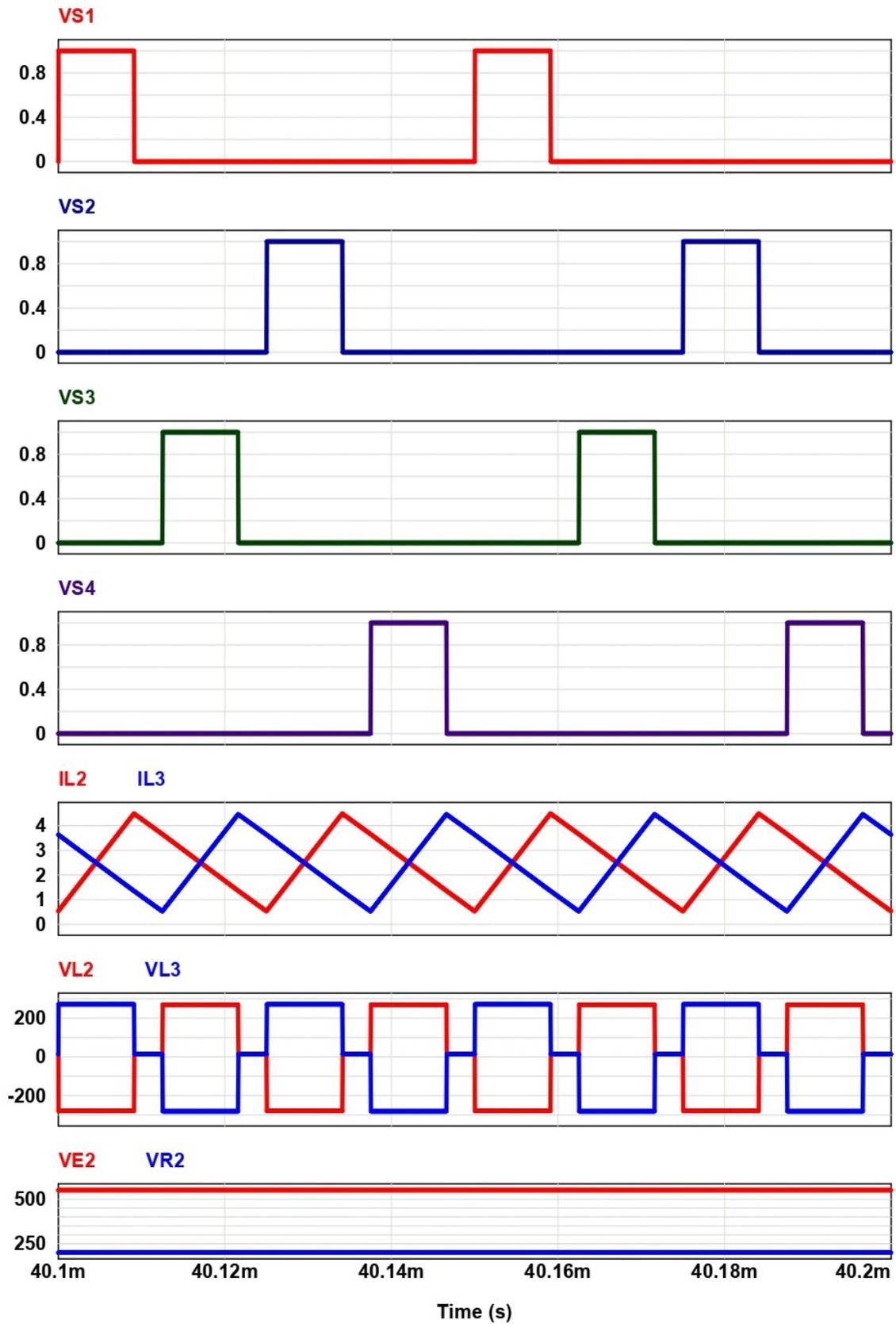
A Figura 20 apresenta a forma de onda de corrente no indutor principal, no interruptor S_1 , no diodo D_5 e sobre o capacitor C_1 .

Verifica-se que a corrente no indutor circula com um quarto de período de T_s .

4.2.1 Comparativo entre os valores calculados e os valores simulados

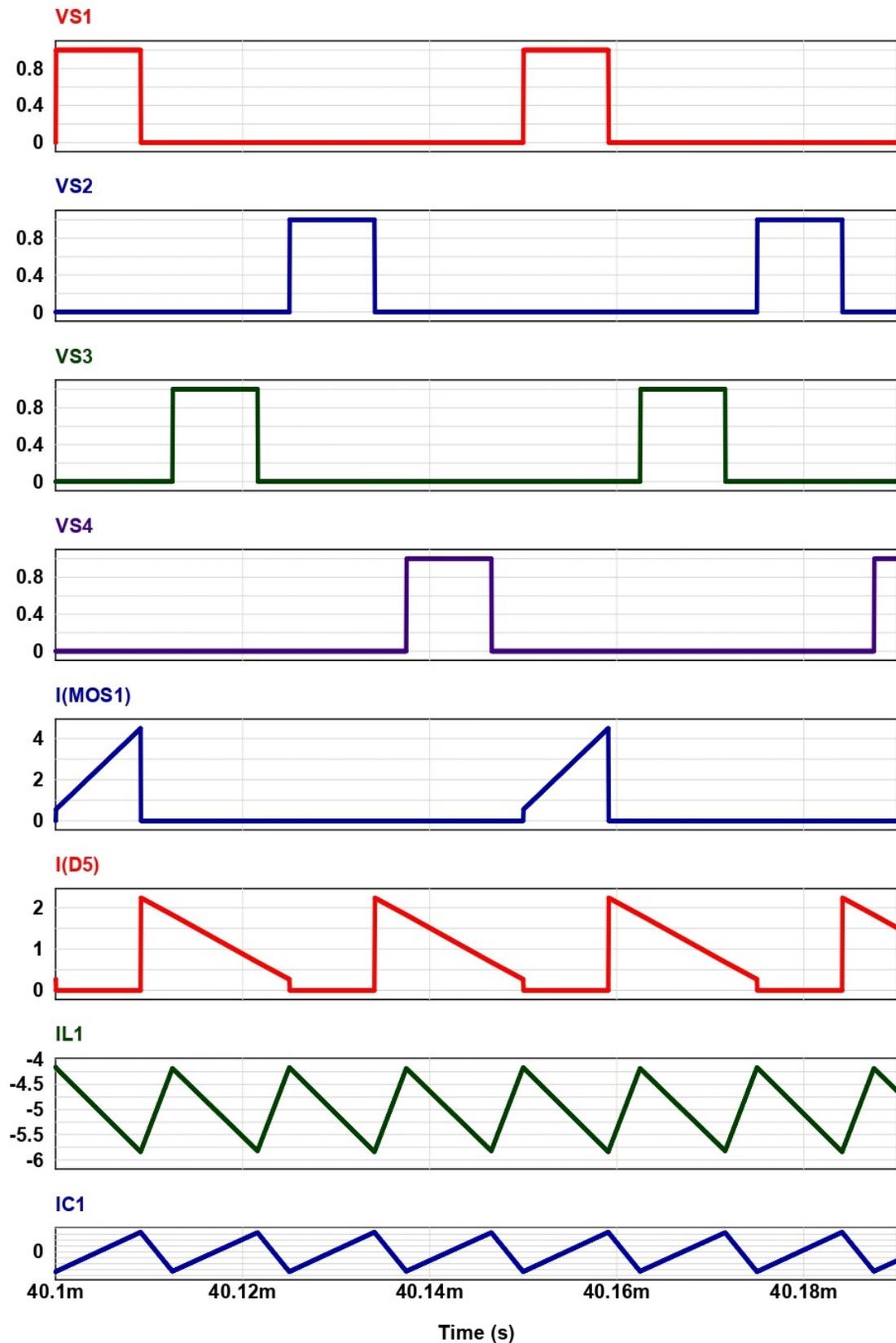
Por meio da Tabela 4, apresenta-se um comparativo entre os valores calculados e simulados sobre os principais componentes do conversor para a operação no sentido Buck, na região R1, no MCC.

Figura 19 – Forma de onda nos interruptores do grupo inferior, nos indutores acoplados, na fonte E_2 e sobre a carga R_2 no sentido Buck.



Fonte: do autor.

Figura 20 – Forma de onda no indutor principal, no interruptor S_1 , no diodo D_5 e sobre o capacitor C_1 no sentido Buck.



Fonte: do autor.

Tabela 4 – Comparativo entre os valores calculados e simulados no sentido Buck

Grandeza	Valor Calculado	Valor Simulado
P_1	1kW	1kW
E_1	200 V	200 V
ΔI_{L1}	1,5 A	1,63 A
ΔI_{L3}	4,0 A	3,9 A
I_{L1MED}	5 A	4,98 A
I_{L1EF}	5 A	5 A
I_{L3MED}	2,5 A	2,7 A
I_{L3EF}	2,5 A	2,9 A
I_{S1MED}	0,45 A	0,39 A
I_{S1EF}	1,06 A	1,07 A
I_{D5MED}	0,79 A	0,79 A
I_{D5EF}	0,99 A	0,99 A
ΔE_1	2,00 V	2,00 V
I_{C1EF}	0,45 A	0,48 A

Fonte: do Autor.

O capítulo a seguir, demonstra a modelagem matemática da topologia por espaço de estados.

Através da análise das etapas de operação, é possível obter modelos matemáticos que representam o comportamento dinâmico do conversor, nos dois sentidos de operação, bem como, realizar a comprovação dos modelos obtidos por simulação.

5 MODELAGEM DO CONVERSOR

Os conversores estáticos são sistemas que apresentam um comportamento não linear e descontínuo no tempo, pela incerteza existente em relação aos parâmetros que fazem sua composição, como: os valores de tensão e corrente de entrada, da carga, bem como dos componentes elétricos ativos e passivos. Pequenas mudanças nos valores desses parâmetros podem resultar em mudanças significativas no comportamento qualitativo do sistema [13] [18].

Para obter um bom desempenho no processamento de energia, é necessário um projeto de controle adequado, independente das variações dos parâmetros. Nesse projeto de implementação de um sistema de controle linear em um conversor eletrônico, é fundamental obter as funções de transferência que representam o comportamento dinâmico do conversor [13] [18].

Como projetar ou avaliar controladores com modelos não lineares acaba sendo uma tarefa difícil, a abordagem mais comum, sistemática e bem sucedida é a linearização, que produz modelos lineares que descrevem aproximadamente pequenos desvios ou perturbações da operação nominal de um sistema [19].

Modelos linearizados, também chamados de modelos de pequenos sinais se referem à aproximação de um sistema não linear em torno de um ponto de operação, com pequenas perturbações de sinais, fornecendo um modelo dinâmico de pequeno sinal linear e invariante no tempo. Isto se torna crucial para avaliar a estabilidade de uma condição de operação nominal, que é o objetivo inicial para um projeto de controle [19].

Para a linearização de conversores, são utilizadas técnicas de modelagem para representar matematicamente, por meio de equações, os estados topológicos do circuito de um conversor. 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 [13].

Historicamente, mesmo com a chegada de diversos tipos de conversores, não havia uma base teórica unificada de classificação e análise destes dispositivos. Foi a partir de meados da década de 1970 que os esforços de análise e síntese de conversores começaram a convergir para uma abordagem unificada, sobretudo, com os trabalhos de Middlebrook e Čuk, que impulsionaram o tema modelagem e controle de conversores no ramo da eletrônica de potência [20].

Por variáveis médias entende-se o valor médio de cada variável considerada (normalmente corrente no indutor e tensão no capacitor), valor médio calculado a cada período de comutação. Ou seja, o modelo não é capaz de representar a ondulação da corrente ou da tensão, mas representa a evolução do valor médio destas variáveis [21].

5.1 ESPAÇO DE ESTADOS

O modelo matemático básico de um sistema dinâmico é representado pelas equações diferenciais que descrevem seu comportamento, representado no domínio do tempo [13].

A partir disso, para determinar o modelo dinâmico do conversor, é preciso utilizar uma

representação vetorial matricial apresentada pela estrutura:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} \quad u(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_p(t) \end{bmatrix} \quad y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_q(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

A forma matricial, apresenta-se como:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3)$$

Quando as grandezas de saída não são os estados, mas uma combinação deles, define-se a partir da equação abaixo.

$$y(t) = Cx(t) + Eu(t) \quad (4)$$

Sendo $y(t)$ o vetor determinado pelas grandezas desejadas.

As letras A , B , C e E representam as matrizes médias calculadas em um período de comutação.

Assim, com a combinação das equações 3 e 4, resulta na Equação de Estados do sistema 5.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Eu(t) \end{cases} \quad (5)$$

Para realizar a modelagem, é possível escolher qualquer variável do circuito, normalmente sendo os elementos armazenadores que o compõe, como as correntes nos indutores e tensões nos capacitores. 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 em um período de comutação são dados por: [13]

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} \quad (6)$$

$$C \frac{d\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_C(t) \rangle_{T_s} \quad (7)$$

Onde,

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (8)$$

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

A matriz média, que forma 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. Com isso, as variáveis de estado são representadas por equações diferenciais que reproduzem a dinâmica do sistema.

O modelo médio de pequenos sinais para conversores é analisado pela introdução de uma perturbação nas variáveis de estado do sistema, demonstrado abaixo.

$$\begin{cases} \langle x(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{X} + \hat{x}(t) & , |\mathbf{X}| \gg |\hat{x}(t)| \\ \langle u(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{U} + \hat{u}(t) & , |\mathbf{U}| \gg |\hat{u}(t)| \\ \langle y(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{Y} + \hat{y}(t) & , |\mathbf{Y}| \gg |\hat{y}(t)| \\ \langle d(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{D} + \hat{d}(t) & , |\mathbf{D}| \gg |\hat{d}(t)| \end{cases} \quad (9)$$

A seção seguinte demonstra um resumo, com os principais pontos da modelagem do conversor no sentido Boost e no sentido Buck. A modelagem com todo o detalhamento encontra-se no trabalho [13].

5.2 MODELAGEM PARA O SENTIDO BOOST

Para a análise, foram adotadas as seguintes variáveis de estado:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L1}(t) \rangle_{T_s} \\ L_2 \frac{d\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L2}(t) \rangle_{T_s} \\ L_3 \frac{d\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L3}(t) \rangle_{T_s} \\ C_2 \frac{d\langle v_{C2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{C2}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (10)$$

Como mencionado no capítulo 3, as etapas de funcionamento para a operação no sentido Boost podem ser resumidas em três etapas: a primeira, a segunda e a quarta etapa. Sendo a primeira semelhante a 3ª, 5ª, e 7ª etapas; a segunda semelhante a 6ª e a quarta semelhante a 8ª etapa.

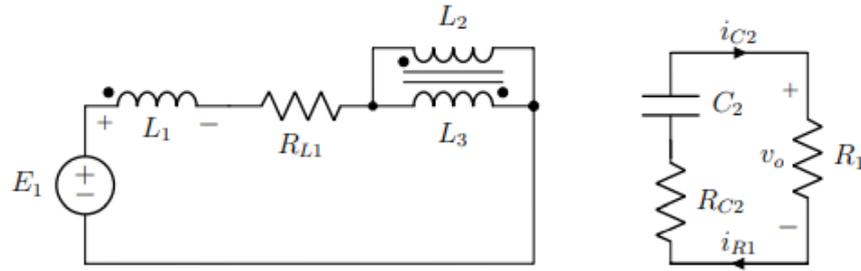
Para os modelos obtidos, foram considerados os valores das resistências intrínsecas do indutor principal L_1 e do capacitor de saída C_2 .

5.2.1 Etapas de operação 1, 3, 5 e 7

A Figura 21 representa o circuito equivalente das etapas de operação 1,3,5 e 7.

A matriz de estados que representa essas etapas é demonstrada abaixo:

Figura 21 – circuito equivalente das etapas 1,3,5 e 7



Fonte: do autor.

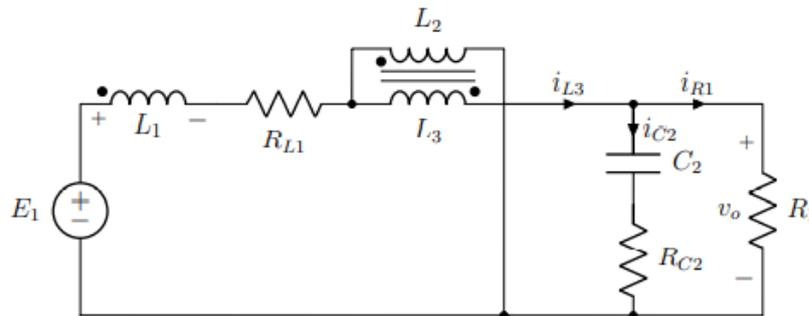
$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (11)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_1(t)] \quad (12)$$

5.2.2 Etapas de operação 2 e 6

Para as etapas 2 e 6, a Figura 22 apresenta o circuito equivalente das etapas de operação.

Figura 22 – circuito equivalente das etapas 2 e 6



Fonte: do autor.

A matriz de estados que representa essas etapas é demonstrada abaixo:

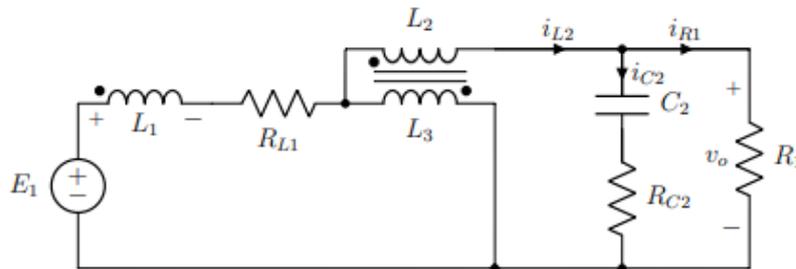
$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(R_{C2} - R_{L1})}{4L_1} & 0 & 0 & -\frac{(1 + \frac{R_{C2}}{R_1})}{2L_1} \\ -\frac{R_{C2}}{4L_2} & 0 & 0 & \frac{(1 + \frac{R_{C2}}{R_1})}{2L_2} \\ \frac{R_{C2}}{4L_3} & 0 & 0 & -\frac{(1 + \frac{R_{C2}}{R_1})}{2L_3} \\ \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (13)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_1(t)] \quad (14)$$

5.2.3 Etapas de operação 4 e 8

A Figura 23 representa o circuito equivalente das etapas de operação 4 e 8.

Figura 23 – circuito equivalente das etapas 4 e 8



Fonte: do autor.

A matriz de estados que representa essas etapas é demonstrada abaixo:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(R_{C2}-R_{L1})}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{(1+\frac{R_{C2}}{R_1})}{2L_1} \\ \frac{R_{C2}}{4L_2} & 0 & 0 & -\frac{(1+\frac{R_{C2}}{R_1})}{2L_2} \\ -\frac{R_{C2}}{4L_3} & 0 & 0 & \frac{(1+\frac{R_{C2}}{R_1})}{2L_3} \\ \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (15)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_1C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_1(t)] \quad (16)$$

5.2.4 Modelo CA médio e operação em regime permanente

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

$$\begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_1x(t) + B_1u(t) \\ y(t) = C_1x(t) + E_1u(t) \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_2x(t) + B_2u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_4x(t) + B_4u(t) \\ y(t) = C_4x(t) + E_4u(t) \end{cases} \quad (19)$$

Onde a equação 17, refere-se as matrizes das etapas 1, 3, 5 e 7, a equação 18 as matrizes das etapas 2 e 6, e a equação 19 as matrizes das etapas 4 e 8.

A partir disso, obtém-se as equações de estado médias não-lineares do modelo CA para um período T_s , conforme mostrado abaixo:

$$K \frac{d\langle x(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [d(t)2A_1 + d'(t)A_2 + d'(t)A_4] \langle x(t) \rangle_{T_s} + [d(t)2B_1 + d'(t)B_2 + d'(t)B_4] \langle x(t) \rangle_{T_s} \quad (20)$$

$$d\langle y(t) \rangle_{T_s} = [d(t)2C_1 + d'(t)C_2 + d'(t)C_4] \langle x(t) \rangle_{T_s} + [d(t)2E_1 + d'(t)E_2 + d'(t)E_4] \langle x(t) \rangle_{T_s} \quad (21)$$

Onde,

$$d = \frac{\Delta_{t1}}{T_s} = \frac{\Delta_{t3}}{T_s} = \frac{\Delta_{t5}}{T_s} = \frac{\Delta_{t7}}{T_s} = \left(\frac{4D-1}{4} \right) T_s \quad (22)$$

e,

$$d' = \Delta_{t2} = \Delta_{t4} = \Delta_{t6} = \Delta_{t8} = \left(\frac{1-2D}{2} \right) T_s \quad (23)$$

Para o conversor operando em regime permanente, com $\langle x \rangle = 0$:

$$\begin{aligned} 0 &= AX + BU \\ Y &= CX + EU \end{aligned} \quad (24)$$

Logo:

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1}BU \\ Y &= (-CA^{-1}B + E)U \end{aligned} \quad (25)$$

Sendo neste caso, todas as derivadas dos elementos iguais a zero e as variáveis em equilíbrio.

$$\begin{cases} A = 2A_1D + A_2D' + A_4D' \\ B = 2B_1D + B_2D' + B_4D' \\ C = 2C_1D + C_2D' + C_4D' \\ E = 2E_1D + E_2D' + E_4D' \end{cases} \quad (26)$$

Aplicando pequenas variações nos vetores de entrada, saída, estados e razão cíclica, e inserindo as perturbações conforme a equação 9, desconsiderando os termos CC e de segunda ordem, o modelo CA de pequenos sinais em espaço de estados linearizados é:

$$K \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + [(2A_1 - A_2 - A_4)X + (2B_1 - B_2 - B_4)U]\hat{d}(t) \quad (27)$$

$$\hat{y} = C\hat{x}(t) + E\hat{u}(t) + [(2C_1 - C_2 - C_4)X + (2E_1 - E_2 - E_4)U]\hat{d}(t) \quad (28)$$

5.2.5 Definição dos modelos médios de pequeno sinal

As funções de transferência no plano contínuo s para o sentido de operação Boost, tornando $\hat{v}_i(s) = 0$, obtem-se:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{4V_o}{2D-1} \frac{L_1s - R_1(2D-1)^2 - R_{C2}(2D-1)^2 + R_{L1}}{a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (29)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_o}{R_1(2D-1)} \frac{R_1C_2(-2R_1 + 4DR_1 + R_{C2})s + R_1(8D-4) + R_{C2}(4D-1)}{a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (30)$$

Onde,

$$\begin{cases} a_2 = 2R_1L_1C_2 \\ a_1 = [2L_1 + C_2R_1(-R_{C2} + 2R_{L1} + 2DR_{C2})] \\ a_0 = 2R_1(2D-1)^2 + R_{C2}(8D^2 - 6D + 1) + 2R_{L1} \end{cases} \quad (31)$$

Dividindo a equação 29 pela equação 30:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = -2R_1 \frac{-L_1s + 4D[-R_1 - R_{C2} + D(R_1 + R_{C2})] + R_1 + R_{C2} - R_{L1}}{R_1C_2(-2R_1 + 4DR_1 + R_{C2})s + R_1(8D-4) + R_{C2}(4D-1)} \quad (32)$$

5.2.6 Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor

Para validar os modelos obtidos, será demonstrado as plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ no sentido Boost, obtidas através da modelagem do conversor, utilizadas no próximo capítulo para montagem do projeto de controle. A simulação será realizada no software *PSIMTM*, com os parâmetros mostrados no capítulo 4.

Na simulação, um sinal senoidal, com amplitude de 0,0182 V pico a pico, foi inserido na variável que se deseja perturbar, em uma faixa de 10 Hz até 20 kHz, obtendo a resposta em frequência, em módulo e fase, em escala logarítmica, do modelo calculado e do modelo do circuito, chamado de Diagrama de Bode. Uma das vantagens de se utilizar a escala logarítmica é a possibilidade de representar frequências de ordens de grandeza muito diversas.

A margem de fase do Diagrama de Bode, é a diferença entre -180° e o ângulo de fase função de transferência de malha aberta na frequência de cruzamento cujo módulo tem o valor unitário (ou seja, 0 dB). Já a margem de ganho é a medida na frequência em que o deslocamento de fase equivale a -180° [22].

Margens de ganho e de fase representam a distância entre os pontos em que a instabilidade pode ocorrer. Quanto maior a margem, melhor; pois maiores margens de ganho e fase significam mais estabilidade. Um circuito com uma margem de ganho zero ou ainda menor somente seria estável sob determinadas condições e pode facilmente se tornar instável se o ganho for alterado [22].

Os circuitos utilizados para obter as plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$, através do software PSIM com todo o detalhamento necessário, estão apresentados no apêndice deste trabalho.

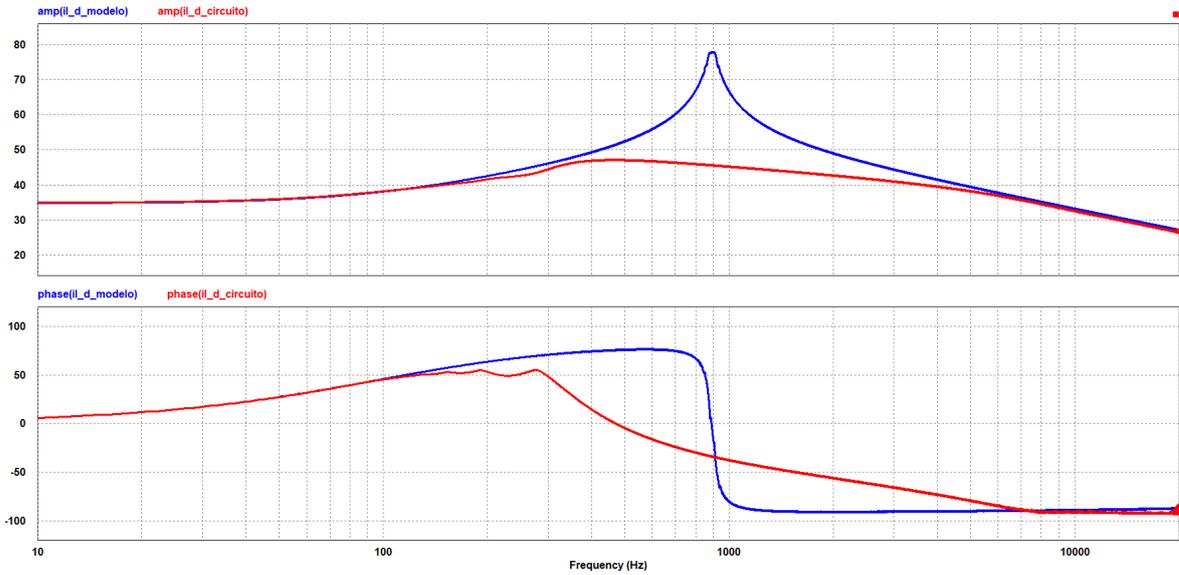
A planta da Figura 24, representa a planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado (em vermelho) e do modelo calculado (em azul). A função de transferência do circuito está demonstrada na equação 33. Pode-se observar que a planta possui dois polos e um zero, todos no semi-plano da esquerda.

Possui uma margem de ganho e margem de fase negativa, o que significa que o sistema é instável, já que nos diagramas logarítmicos, o ponto crítico no plano complexo corresponde às retas 0 dB e -180° .

Embora nas imediações da frequência de ressonância o modelo matemático não reproduz fielmente a resposta do circuito, pode-se inferir que a função de transferência apresenta a mesma dinâmica em termos do número de zeros e polos.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = -9,99 \frac{-0,7327s - 440,1}{2,547 \cdot 10^{-6}s^2 + 8,861 \cdot 10^{-4}s + 80,2} \quad (33)$$

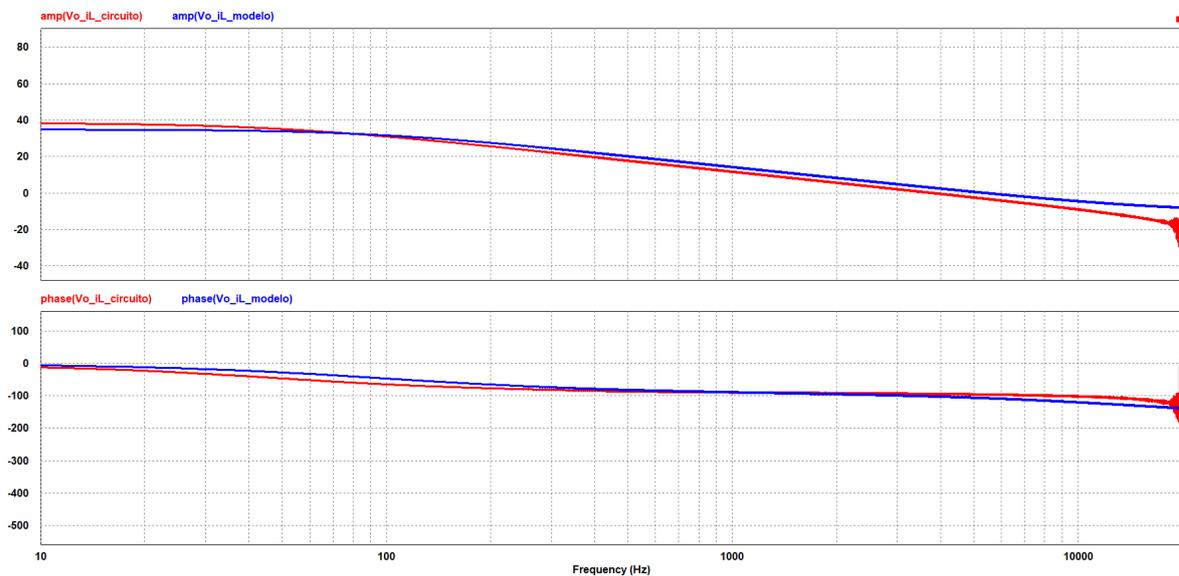
Figura 24 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado



Fonte: do autor.

A planta da Figura 25, representa a planta $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ do circuito simulado (em vermelho) e do modelo calculado (em azul). A função de transferência do circuito está demonstrado na equação 34. Pode-se observar que a planta possui um polo e um zero, com um zero no semi-plano esquerdo.

Figura 25 – Planta $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ do circuito simulado e modelo calculado



Fonte: do autor.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = -605 \frac{382,7 \cdot 10^{-6}s - 40,056}{0,7327s + 440,4} \quad (34)$$

5.3 MODELAGEM PARA O SENTIDO BUCK

Para o sentido de operação Buck, permanecem as mesmas variáveis de estado, apenas com a substituição do capacitor do filtro de saída.

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L1}(t) \rangle_{T_s} \\ L_2 \frac{d\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L2}(t) \rangle_{T_s} \\ L_3 \frac{d\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{L3}(t) \rangle_{T_s} \\ C_1 \frac{d\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{C1}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (35)$$

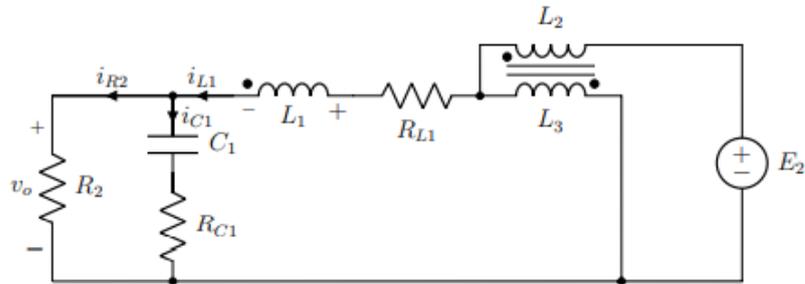
Como mencionado no terceiro capítulo, as etapas de funcionamento para a operação no sentido Buck podem resumidas em três etapas: a primeira, a segunda e a terceira etapa. Sendo a primeira semelhante a 5ª etapa; a segunda semelhante a 4ª, 6ª e 8ª etapas; e a terceira semelhante a 7ª etapa.

Para os modelos obtidos, foram considerados os valores das resistências intrínsecas do indutor principal L_1 e do capacitor de saída C_1 .

5.3.1 Etapas de operação 1 e 5

A Figura 26 representa o circuito equivalente das etapas de operação 1 e 5.

Figura 26 – circuito equivalente das etapas 1 e 5



Fonte: do autor.

A matriz de estados que representa essas etapas é demonstrada abaixo:

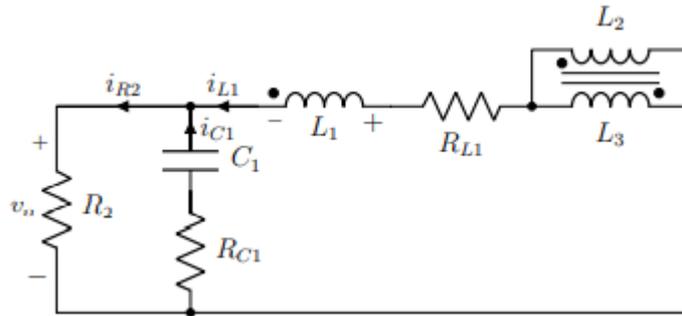
$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C1}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{C1}-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{(1+\frac{R_{C1}}{R_2})}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_1} \\ \frac{1}{2L_2} \\ -\frac{1}{2L_3} \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (36)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_2(t)] \quad (37)$$

5.3.2 Etapas de operação 2, 4, 6 e 8

Para as etapas 2, 4, 6 e 8, a Figura 27 apresenta o circuito equivalente das etapas de operação.

Figura 27 – circuito equivalente das etapas 2, 4, 6 e 8



Fonte: do autor.

A matriz de estados que representa essas etapas é demonstrada abaixo:

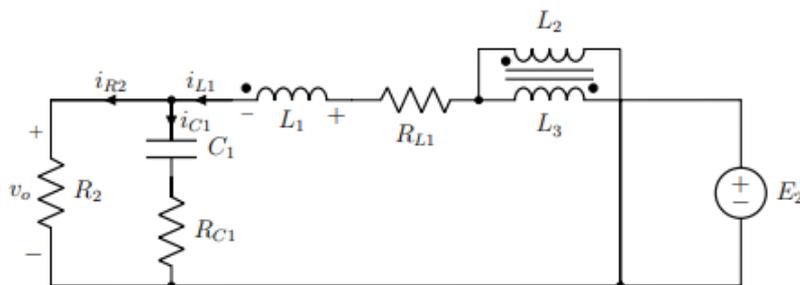
$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L_3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{C_1} - R_{L_1}}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{(1 + \frac{R_{C_1}}{R_2})}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} - \frac{R_{C_1}}{R_2 C_1} & 0 & 0 & \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{R_{C_1}}{(R_2)^2 C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) \\ i_{L_2}(t) \\ i_{L_3}(t) \\ v_{C_1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (38)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} - \frac{R_{C_1}}{R_2 C_1} & 0 & 0 & \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{R_{C_1}}{(R_2)^2 C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) \\ i_{L_2}(t) \\ i_{L_3}(t) \\ v_{C_1}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_2(t)] \quad (39)$$

5.3.3 Etapas de operação 3 e 7

A Figura 28 representa o circuito equivalente das etapas de operação 3 e 7.

Figura 28 – circuito equivalente das etapas 3 e 7



Fonte: do autor.

A matriz de estados que representa essas etapas é demonstrada abaixo:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C1}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{C1}-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{(1+\frac{R_{C1}}{R_2})}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_1} \\ -\frac{1}{2L_2} \\ \frac{1}{2L_3} \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (40)$$

$$[y(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} + \frac{R_{C1}}{R_2 C_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{R_{C1}}{(R_2)^2 C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + [0] [u_2(t)] \quad (41)$$

5.3.4 Modelo CA médio e operação em regime permanente

As equações de estado, conforme a equação 5, que representam as oito etapas de operação são:

$$\begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \end{cases} \quad (42)$$

$$\begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \end{cases} \quad (43)$$

$$\begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_3 x(t) + B_3 u(t) \\ y(t) = C_3 x(t) + E_3 u(t) \end{cases} \quad (44)$$

Onde a equação 42, refere-se as matrizes das etapas 1 e 5, a equação 43 as matrizes das etapas 2, 4, 6 e 8, e a equação 44 as matrizes das etapas 3 e 7.

A partir disso, obtém-se as equações de estado médias não-lineares do modelo CA para um período T_s , conforme mostrado abaixo:

$$K \frac{d\langle x(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [d(t)A_1 + d'(t)2A_2 + d'(t)A_3] \langle x(t) \rangle_{T_s} + [d(t)B_1 + d'(t)2B_2 + d'(t)B_3] \langle x(t) \rangle_{T_s} \quad (45)$$

$$d\langle y(t) \rangle_{T_s} = [d(t)C_1 + d'(t)2C_2 + d'(t)C_3] \langle x(t) \rangle_{T_s} + [d(t)E_1 + d'(t)2E_2 + d'(t)E_3] \langle x(t) \rangle_{T_s} \quad (46)$$

Onde,

$$d = \frac{\Delta_{t1}}{T_s} = \frac{\Delta_{t3}}{T_s} = \frac{\Delta_{t5}}{T_s} = \frac{\Delta_{t7}}{T_s} = DT_s \quad (47)$$

e,

$$d' = \Delta_{t2} = \Delta_{t4} = \Delta_{t6} = \Delta_{t8} = \left(\frac{1-4D}{4}\right)T_s \quad (48)$$

Para o conversor operando em regime permanente, com $\langle x \rangle = 0$, aplicando de forma análoga as equações 24 e 25 e sendo neste caso, todas as derivadas dos elementos iguais a zero e as variáveis em equilíbrio:

$$\begin{cases} A = A_1D + 2A_2D' + A_4D' \\ B = B_1D + 2B_2D' + B_4D' \\ C = C_1D + 2C_2D' + C_4D' \\ E = E_1D + 2E_2D' + E_4D' \end{cases} \quad (49)$$

Aplicando pequenas variações nos vetores de entrada, saída, estados e razão cíclica, e inserindo as perturbações conforme a equação 9, desconsiderando os termos CC e de segunda ordem, o modelo CA de pequenos sinais em espaço de estados linearizados é:

$$K \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + [(A_1 - 2A_2 - A_3)X + (B_1 - 2B_2 - B_3)U]\hat{d}(t) \quad (50)$$

$$\hat{y} = C\hat{x}(t) + E\hat{u}(t) + [(C_1 - 2C_2 - C_3)X + (E_1 - 2E_2 - E_3)U]\hat{d}(t) \quad (51)$$

5.3.5 Definição dos modelos médios de pequeno sinal

As funções de transferência no plano contínuo s para o sentido de operação Buck, tornando $\hat{v}_i(s) = 0$, obtem-se:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = 2V_i \frac{\frac{R_{C1}}{R_2} + 1}{a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (52)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = 2V_i \frac{(R_2C_1s + \frac{R_{C1}}{R_2} + 1)}{a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (53)$$

Onde,

$$\begin{cases} a_2 = R_2 L_1 C_1 \\ a_1 = L_1 \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_2}\right) + C_1 R_2 (R_{L1} - R_{C1}) \\ a_0 = R_2 + R_{C1} + R_{L1} + \frac{R_{C1} \cdot R_{L1}}{R_2} \end{cases} \quad (54)$$

Dividindo a equação 52 pela equação 53:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = R_2 \frac{1}{(R_2 C_1 s + 1)} \quad (55)$$

5.3.6 Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor

Para validar os modelos obtidos, serão demonstradas as plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ no sentido Buck, utilizadas no próximo capítulo para montagem do projeto de controle. A simulação foi realizada no software *PSIMTM*, com os parâmetros mostrados no capítulo 4.

Na simulação, um sinal senoidal, com amplitude de 0,0182 V pico a pico, foi inserido na variável que se deseja perturbar, em uma faixa de 10 Hz até 20 kHz, obtendo a resposta em frequência, em módulo e fase, em escala logarítmica, do modelo calculado e do modelo do circuito.

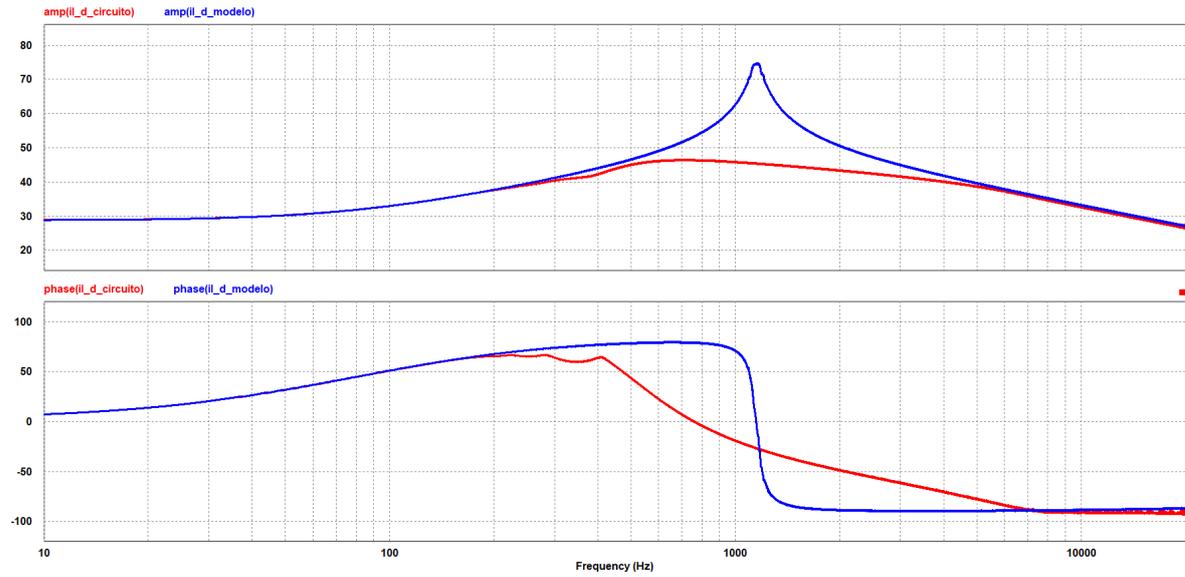
A planta da Figura 29, representa a planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado (em vermelho) e do modelo calculado (em azul). A função de transferência do circuito está demonstrada na equação abaixo. Pode-se observar que a planta possui dois polos e um zero, todos no semi-plano da esquerda.

Possui uma margem de fase que alcança o valor de -90° , o que significa que o sistema é estável, já que nos diagramas logarítmicos, o ponto crítico no plano complexo corresponde às retas 0 dB e -180° .

Embora nas imediações da frequência de ressonância o modelo matemático não reproduz fielmente a resposta do circuito, pode-se inferir que a função de transferência apresenta a mesma dinâmica em termos do número de zeros e polos.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = 1100 \frac{0,002s + 1,0001}{0,7654 \cdot 10^{-6}s^2 + 0,0004s + 40,025} \quad (56)$$

Figura 29 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado



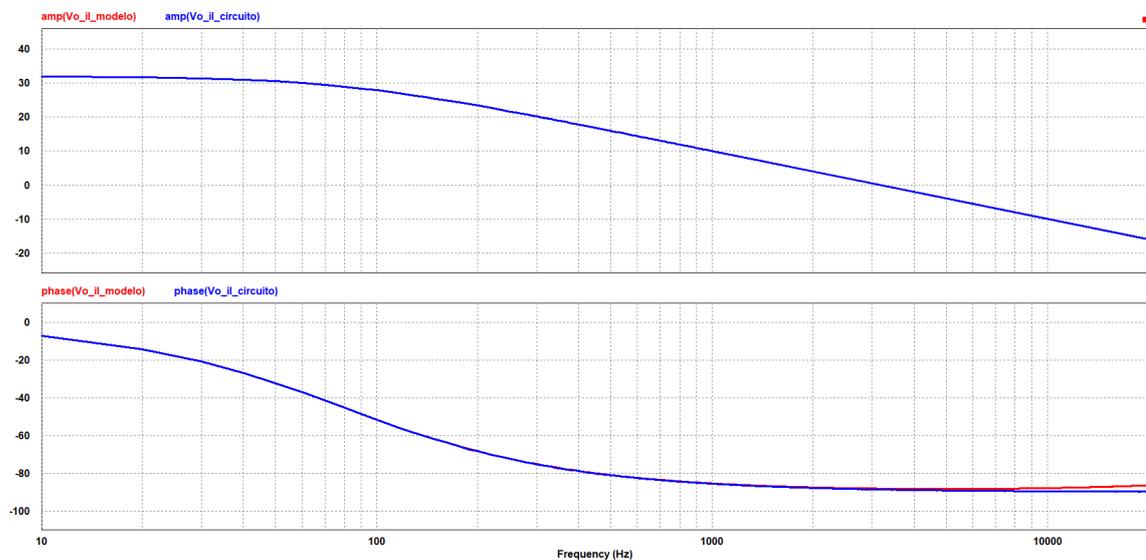
Fonte: do autor.

A planta da Figura 30, representa a planta $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ do circuito simulado (em vermelho) e do modelo calculado (em azul). A função de transferência do circuito está demonstrada na equação abaixo. Pode-se observar que a planta possui apenas um polo no semi-plano da esquerda.

Possui uma margem de ganho e margem de fase positiva, o que significa que o sistema é estável.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = 40 \frac{1}{0,002s + 1} \quad (57)$$

Figura 30 – Planta $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$ do circuito simulado e modelo calculado



Fonte: do autor.

6 PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR

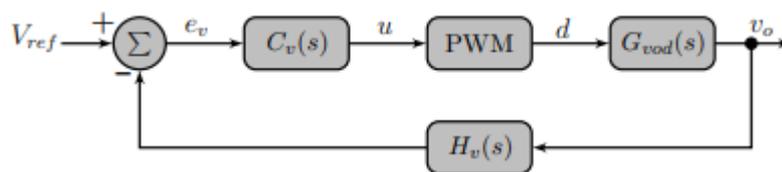
O conversor durante seu transitório de cargas, sofre alterações em seu ponto de operação fazendo com que o circuito de potência precise se adaptar às novas condições de funcionamento. O sistema de controle implementado deve garantir alto desempenho para qualquer condição de carga, e uma boa regulação de tensão. Essa implementação deve monitorar tensão e corrente [3].

O controle adotado neste trabalho consiste em um controle em cascata, que permite o sensoriamento da corrente no indutor principal e da tensão de saída para os modos Boost e Buck, a fim de compensar o efeito da planta em condições transitórias.

Vários autores utilizam técnicas clássicas de controle para a aplicação em EVs, como o controle de tensão em malha única e o controle em cascata para a corrente no indutor e a tensão de saída [13].

Para o controle de tensão, ilustrado na Figura 31. apenas uma malha de realimentação é utilizada. A tensão de saída é medida por um sensor de tensão $H_v(s)$, sendo este valor multiplicado pelo ganho do sensor e em seguida, comparado com a tensão de referência V_{ref} , que resulta no sinal de erro de tensão e_v . Este sinal passa pelo controlador de tensão $C_v(s)$, que toma a decisão para que o valor de saída esteja dentro do desejado. Este por sua vez, gera um sinal de controle u , que é comparado com a portadora para gerar o sinal de PWM.

Figura 31 – Diagrama em blocos do controle de tensão



Fonte: [13]

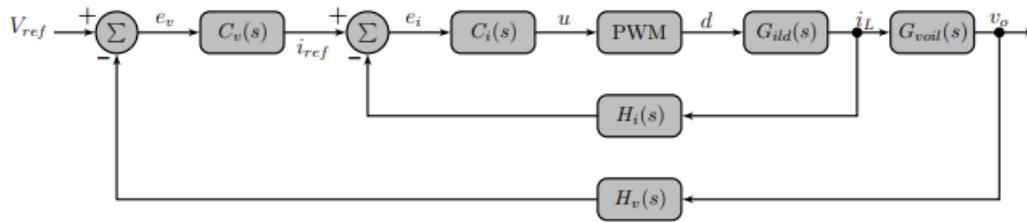
Visto que, nesta estratégia a corrente que flui pelo indutor não caracteriza como uma variável de controle, o controle em cascata busca o controle tanto da corrente no indutor, como da tensão de saída do conversor.

O controle em cascata é uma técnica bem utilizada na indústria, principalmente em várias soluções de eletrônica de potência. Quando comparada com o controle de malha única, tem como vantagens maior robustez a distúrbios, redução do atraso de fase do controlador primário, capacidade de limitar o ponto de ajuste do controlador secundário e redução da sensibilidade da variável primária [23].

Possui duas malhas de controle, uma malha interna correspondente a corrente no indutor, e uma malha externa que representa a tensão de saída do conversor, como demonstrado na Figura 32.

A malha interna possui resposta rápida, o valor do indutor i_L é medido por um sensor de corrente, sendo este valor multiplicado pelo ganho do sensor $H_i(s)$ e em seguida, comparado com o valor de referência da corrente i_{ref} , que resulta no sinal de erro de corrente e_i . Este sinal

Figura 32 – Diagrama em blocos do controle em cascata



Fonte: [13]

passa pelo controlador de corrente $C_i(s)$, que toma a decisão para que o valor de saída esteja dentro do desejado.

Este por sua vez, gera um sinal de controle u , que é comparado com a portadora para gerar o sinal de PWM. De forma análoga, acontece na malha externa, sendo o erro de tensão $e_v(s)$, 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 tensão $H_v(s)$. Esse sinal torna-se a entrada do controlador de tensão $C_v(s)$ que serve como o valor de referência de corrente i_{ref} .

6.1 CRITÉRIOS PARA O PROJETO DE CONTROLE

Para que o projeto de controle seja eficiente alguns critérios devem ser adotados. Segundo [22], a inclinação da curva de módulo no diagrama de Bode, deve ser de -20 dB/década na região da frequência de corte, que deve se estender sobre uma faixa de frequência ampla para assegurar a margem de fase adequada. Em altas frequências, o ganho deve ser atenuado para que os efeitos de ruído sejam minimizados.

De acordo com [24], para um sistema torna-se estável, é necessário que na frequência em que o ganho seja igual a 0 db, o ângulo de fase seja maior que -180° . Já para o sistema ser instável, para um ganho 0 db o ângulo de fase deve ser igual a -180° . Se o ângulo estiver próximo de -180° , o sistema continua estável, mas exibirá um *overshoot* e oscilações, o que é indesejável. Em fontes chaveadas procura-se manter a margem de fase entre 45° e 90° .

A margem de fase se refere à estabilidade do sistema, quanto maior, mais estável é o sistema e fica mais difícil de instabiliza-lo [13].

Para que uma fonte apresente erros estáticos muito pequenos com a variação da resistência de carga ou tensão de entrada, o ganho da função em baixas frequências deve ser o maior possível [24].

Para atingir os critérios citados, o projeto dos controladores deve primar pela $f_c \leq \frac{f_s}{4}$, ou até mesmo uma $f_c \leq \frac{f_s}{10}$, mais conservadora e adequada para o controle [13].

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, vindas da realimentação [13].

Neste trabalho, os modelos de pequenos sinais foram obtidos e estão representados no

plano s . Os compensadores $C_v(s)$ e $C_i(s)$, que correspondem aos compensadores de tensão e corrente, respectivamente, farão a regulação da corrente no indutor e da tensão na saída do conversor.

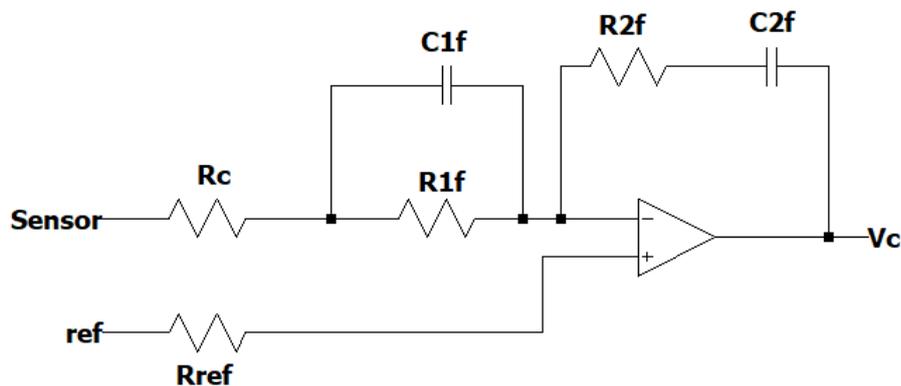
Devido ao baixo custo, estas técnicas de controle serão implementadas em circuitos analógicos, pois se utiliza componentes passivos e circuitos integrados de amplo uso industrial [3].

Os circuitos de simulação para o projeto do controle do conversor, bem como, os circuitos dos compensadores adotados e o código implementado no software Matlab, estão presentes no apêndice deste trabalho.

6.2 COMPENSADORES ADOTADOS

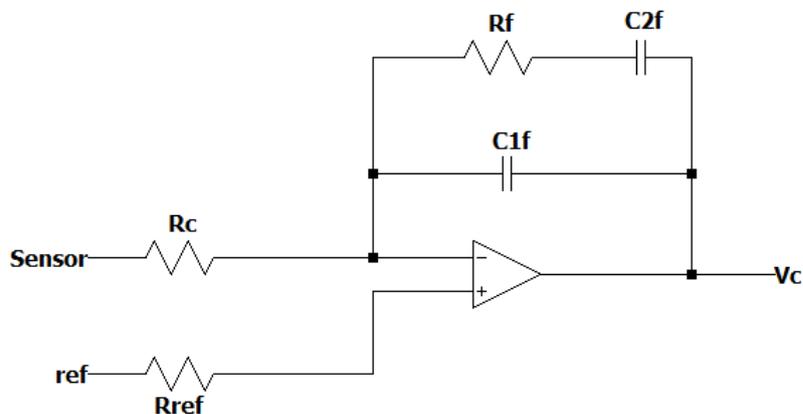
As topologias de compensadores analógicos com amplificadores operacionais utilizados para o controle da tensão e da corrente do conversor operando no modo Boost e Buck são exibidas nas Figuras 33 e 34.

Figura 33 – Compensador de 2 polos



Fonte: do Autor

Figura 34 – Compensador de 2 polos e 1 zero



Fonte: do Autor

Para realizar a compensação da corrente no indutor, foi utilizado a topologia do compensador de 2 polos. O compensador de 2 polos é empregado nas fontes chaveadas com filtro de saída de 2 polos, como as do tipo *Forward*, *Full-Bridge*, *Half-Bridge* e *Push-Pull* [24].

A função de transferência do compensador está apresentada abaixo.

$$C_i(s) = \frac{V_c(s)}{Sensor} = \frac{R_{2f}}{R_c} \frac{(s + \frac{1}{R_{1f} \cdot C_{1f}}) \cdot (s + \frac{1}{R_{2f} \cdot C_{2f}})}{s \cdot (s + \frac{R_c + R_{1f}}{C_{1f} \cdot R_c \cdot R_{1f}})} \quad (58)$$

Como a função de transferência de tensão por corrente no conversor é de primeira ordem, foi utilizado um compensador de 2 polos e 1 zero, demonstrada na Figura 34. O circuito apresenta um crescimento na defasagem entre -90° e 0° , e apresenta um ganho que pode melhorar a faixa de resposta [25].

A função de transferência do compensador está apresentada abaixo.

$$C_v(s) = \frac{V_c(s)}{Sensor} = \frac{1}{R_c C_{1f}} \frac{s + \frac{1}{R_f C_{2f}}}{s(s + \frac{C_{2f} + C_{1f}}{R_f \cdot C_{2f} \cdot C_{1f}})} \quad (59)$$

6.3 MODELO DO SISTEMA DE CONTROLE DO MODO BOOST

Quando o conversor está operando no modo Boost, há a transferência de energia da bateria para o barramento CC, que é destinada à alimentação de um inversor para a tração em um EV [13].

Para garantir a estabilidade nesse barramento, é preciso que a resposta transitória da corrente do indutor seja rápida, principalmente quando há a exigência da carga que demande mais potência do sistema. Como a corrente no indutor é responsável pelo rápido reestabelecimento da tensão do barramento, também se faz necessário o seu controle [13].

No projeto do controle em cascata no sentido Boost, são adotados os mesmos parâmetros utilizados no capítulo 4. Para o projeto dos controladores, é necessário os ganhos dos sensores de corrente, tensão e da modulação. Estes valores estão presentes na Tabela 5, e foram obtidos pelos valores presentes na montagem do protótipo segundo [9].

Tabela 5 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação para o sentido Boost

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: do Autor.

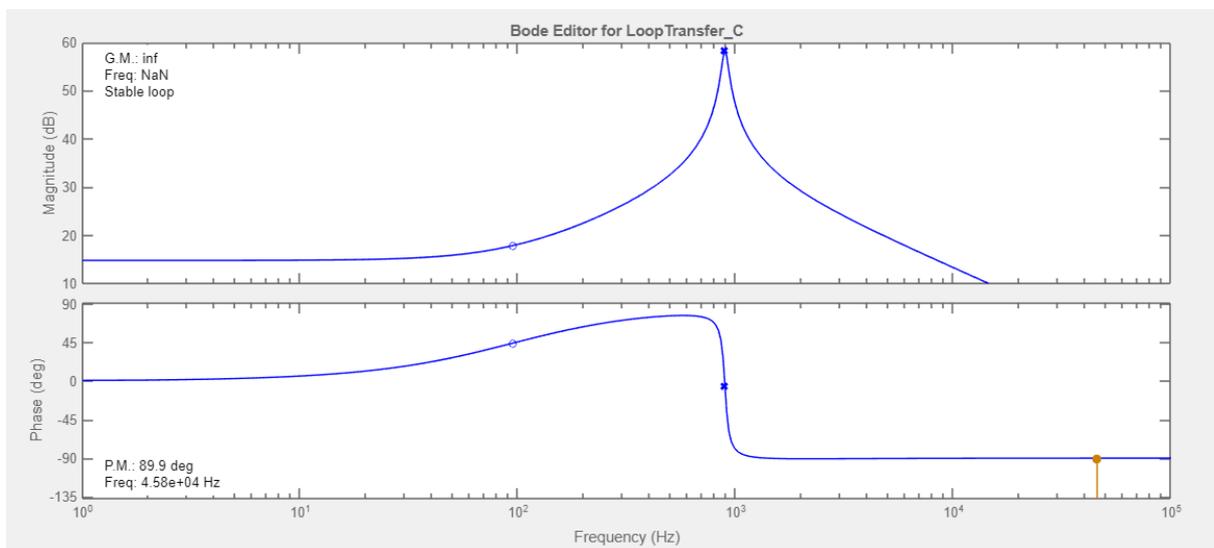
6.3.1 Projeto do controlador de corrente em cascata

A planta de corrente do conversor operando no modo Boost, em condução contínua é apresentada na equação 33, que será empregada no projeto do compensador.

Uma vez determinada a função de transferência da malha de corrente, é obtida através da ferramenta Sisotool do Software *Matlab*TM a curva de resposta da planta de corrente através do diagrama de Bode.

O diagrama de Bode da planta de corrente do conversor operando no modo Boost é apresentado na Figura 35.

Figura 35 – Diagrama de bode da planta de corrente do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

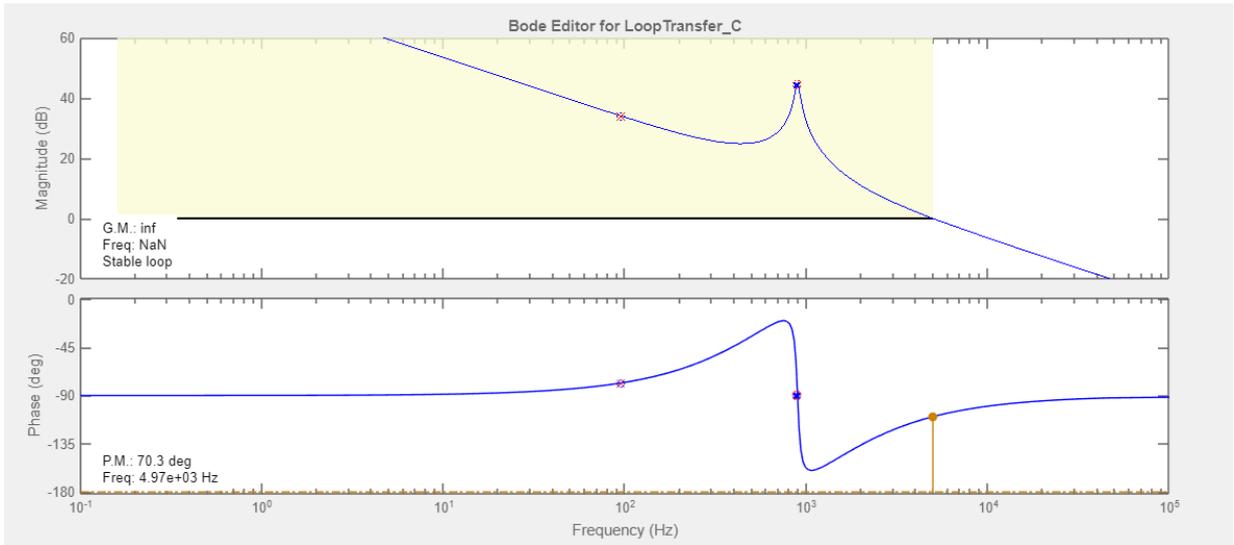
A partir da função de transferência da planta determina-se a frequência de cruzamento do sistema como sendo um quarto da frequência de chaveamento.

O controlador utilizado será um PI+polo, no qual, primeiro foi adicionado um integrador na origem proporcionando um elevado ganho nas baixas frequência eliminando o erro estacionário. Após, foi realizado o cancelamento de polos e zeros, adicionando um polo para cancelar o zero da planta, e dois zeros para cancelar os polos complexos da planta.

Na Figura 36 é apresentado o diagrama de Bode do projeto da malha de corrente. É possível observar que a frequência de corte ficou em 4,97 kHz, com margem de fase próxima de $70,3^\circ$, o que está dentro das características de projeto, em torno de 5 kHz.

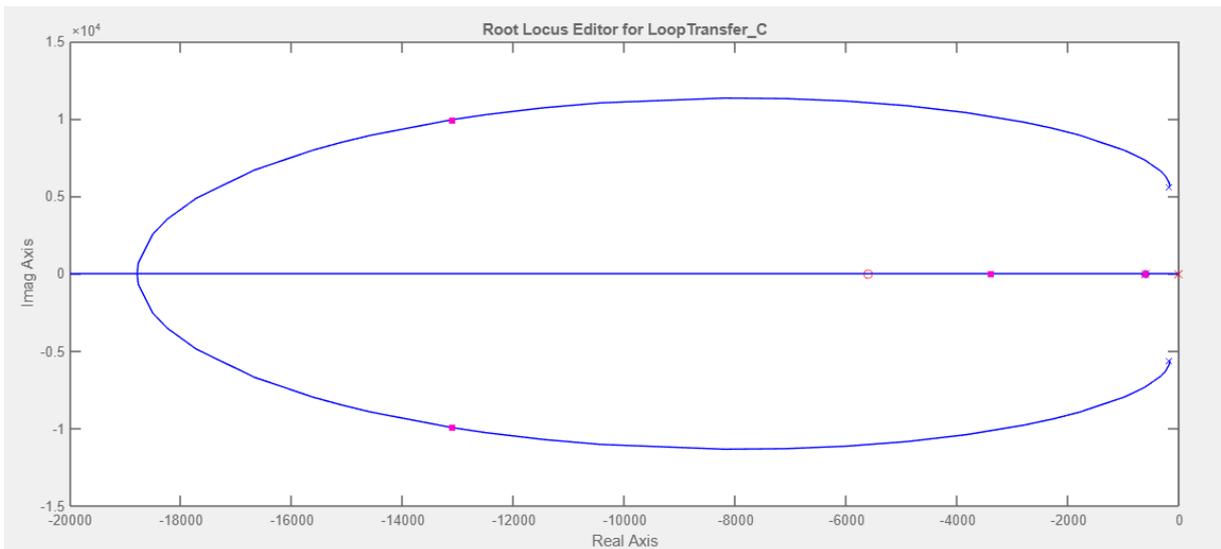
A Figura 37 apresenta o gráfico do lugar geométrico das raízes do projeto da malha de corrente e a Figura 38 demonstra a resposta do circuito a um degrau aplicado na entrada da função. É possível verificar que o compensador estabiliza a corrente do indutor conforme desejado.

Figura 36 – Diagrama de bode da malha de corrente do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

Figura 37 – Lugar geométrico das raízes da malha de corrente do conversor operando no modo Boost

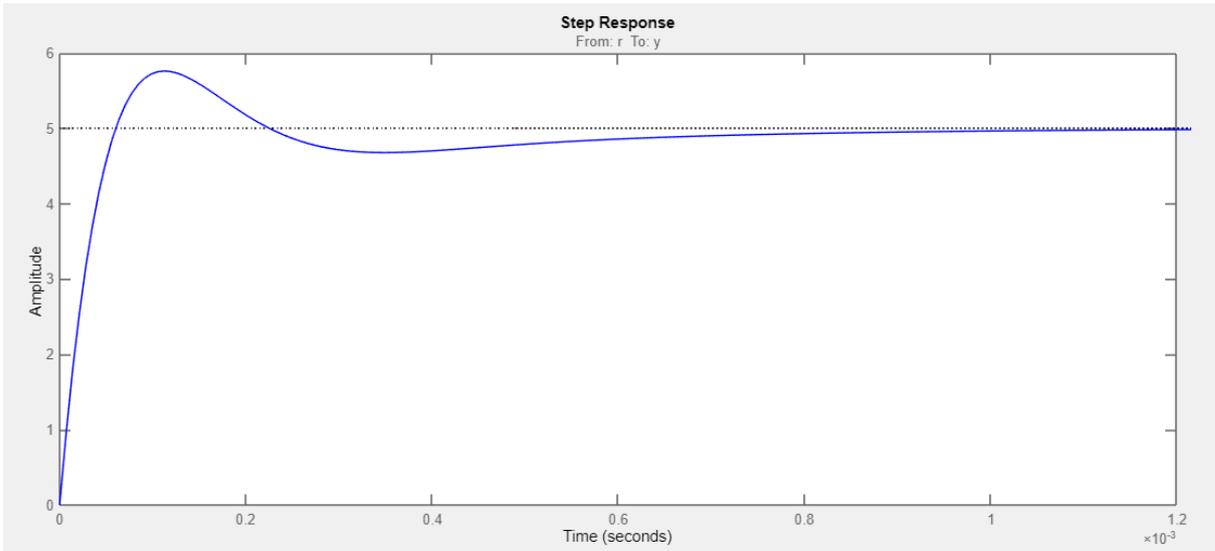


Fonte: do Autor

De acordo com a resposta em malha fechada da corrente no indutor, os primeiros instantes da manha de corrente, passam a ser representados como um ganho no diagrama de controle da tensão de saída. O ganho G_{iBoost} será utilizado para dimensionamento do controle da malha de tensão [3].

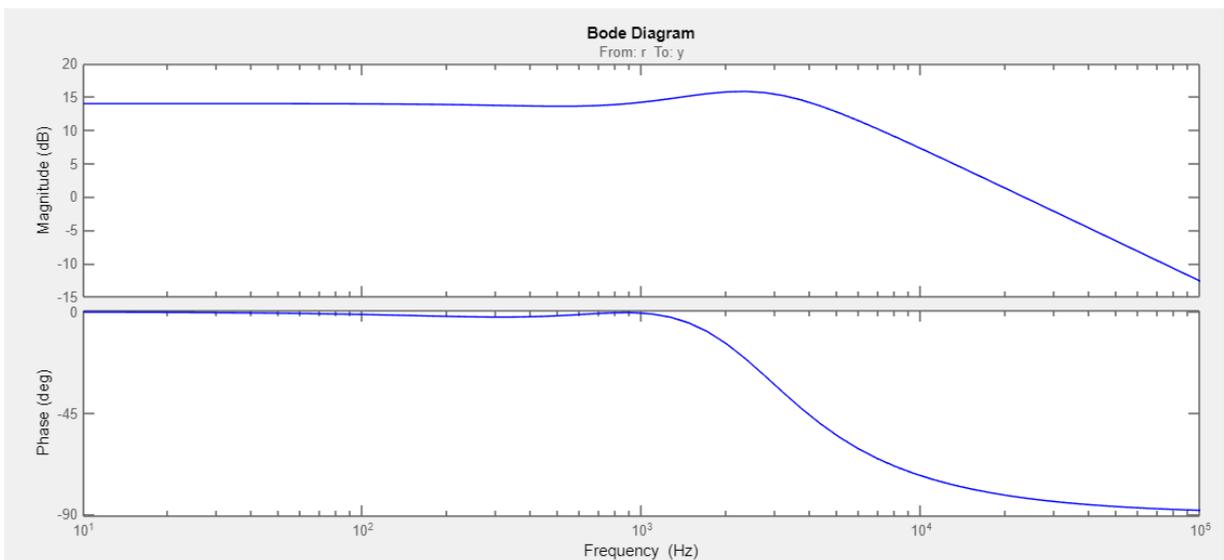
$$FT = 14dB \quad (60)$$

Figura 38 – Resposta ao degrau na malha de corrente do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

Figura 39 – Diagrama de Bode da FTMF(s) de corrente do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

$$G_{iBoost} = 10^{\frac{FT}{20}} = 5,01 \quad (61)$$

A equação do compensador projetado através do Sisotool, é apresentado abaixo.

$$C_1(s) = 0,6366 \frac{(s + 5609)(s + 5609)}{s(s + 600,6)} \quad (62)$$

Realizando a comparação com a equação 58, obtem-se os componentes do compensador de corrente para o sentido Boost.

Tabela 6 – Componentes do compensador de corrente para o sentido Boost

Componente	Valor
R_{ip}	1,18 k Ω
R_{iz}	810,4 Ω
R_{fz}	810,4 Ω
R_{ref}	100 Ω
C_i	220 nF
C_f	220 nF

Fonte: do Autor.

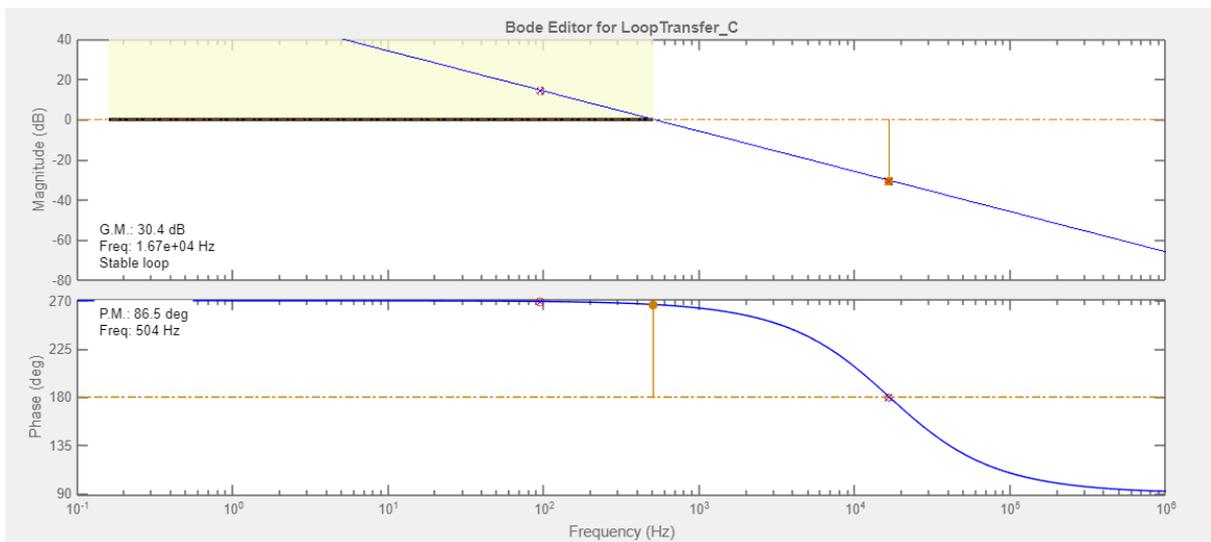
6.3.2 Projeto do controlador de tensão em cascata

A planta de tensão do conversor operando no modo Boost, em condução contínua é apresentado na equação 34, que será empregada no projeto do compensador.

O controlador utilizado será um PI+polo, no qual, primeiro foi adicionado um integrador na origem proporcionando um elevado ganho nas baixas frequência eliminando o erro estacionário. Após, foi realizado o cancelamento de polos e zeros, adicionando um polo para cancelar o zero da planta, e um zero para cancelar o polo complexo da planta.

Na Figura 40 é apresentado o diagrama de Bode do projeto da malha de tensão. É possível observar que a frequência de corte ficou em 504 Hz, com margem de fase próxima de 86,5°, o que está dentro das características de projeto, em torno de 500 Hz.

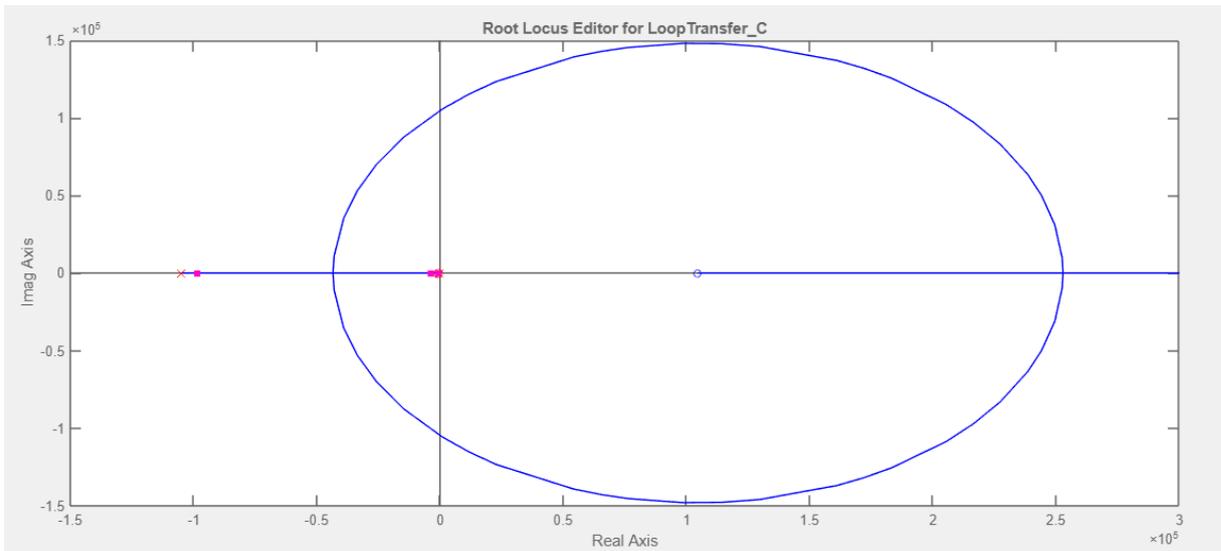
Figura 40 – Diagrama de bode da malha de tensão do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

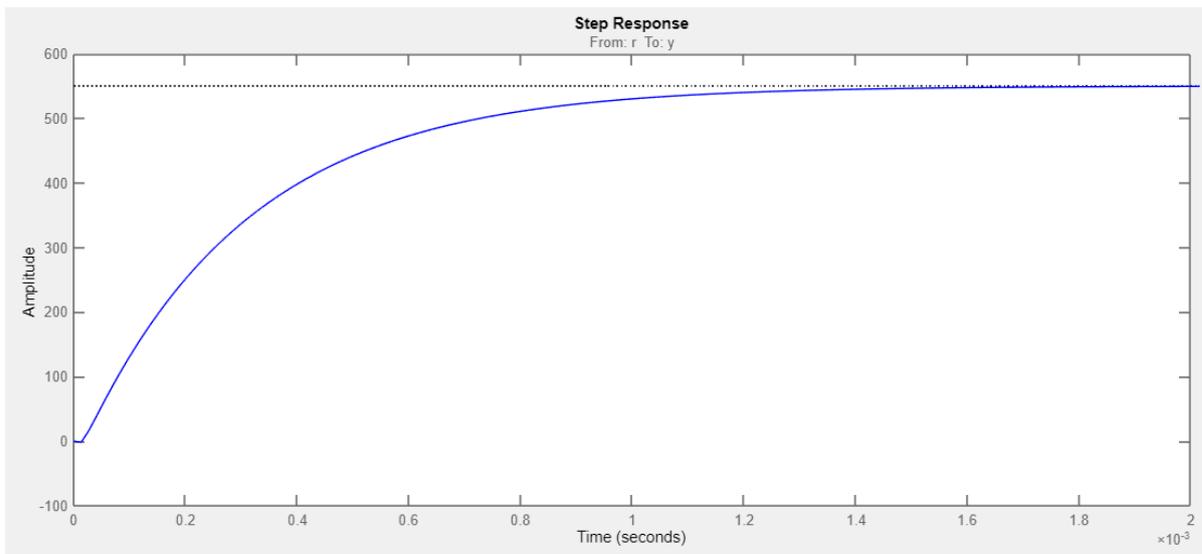
A Figura 41 apresenta o gráfico do lugar geométrico das raízes do projeto da malha de tensão e a Figura 42 demonstra a resposta do circuito de tensão a um degrau aplicado na entrada da função. É possível verificar que o compensador estabiliza a tensão de saída do conversor conforme desejado. O tempo aproximado de acomodação é de 2 ms.

Figura 41 – Lugar geométrico das raízes da malha de tensão do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

Figura 42 – Resposta ao degrau na malha de tensão do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

A equação do compensador projetado através do Sisotool, é apresentado abaixo.

$$C_1(s) = 6,6744 \cdot 10^5 \frac{(s + 601,1)}{s(s + 1,047 \cdot 10^5)} \quad (63)$$

Realizando a comparação com a equação 59, obtem-se os componentes do compensador de corrente para o sentido Boost.

Tabela 7 – Componentes do compensador de tensão para o sentido Boost

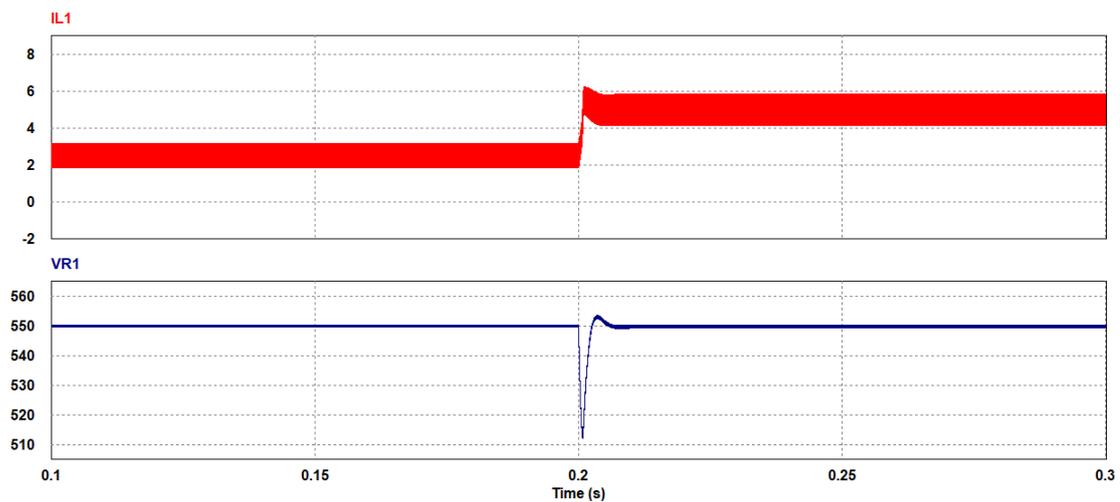
Componente	Valor
R_1	2,86 k Ω
R_2	5 k Ω
R_{ref}	500 Ω
C_1	100 nF
C_2	0,577 nF

Fonte: do Autor.

6.4 RESULTADO DE SIMULAÇÃO

Para analisar o desempenho dos controladores, foi adicionado uma variação repentina na carga do conversor, através da utilização de duas resistências em paralelo totalizando 302,5 Ω , que representa a corrente nominal. No tempo de 0,2 s, a chave entre as resistências se fecha e o controle executa seu funcionamento.

Figura 43 – Variação na carga do conversor operando no modo Boost



Fonte: do Autor

A Figura 43 apresenta o resultado dessa simulação. Avaliando, pode-se ver um pico de tensão negativa na simulação, logo após a perturbação na carga em $t=0,2s$, alcançando 512 V. Neste caso, o controlador da malha interna leva 5 ms para aumentar a corrente no indutor e estabilizar a tensão de saída.

6.5 MODELO DO SISTEMA DE CONTROLE DO MODO BUCK

Quando o conversor está operando no modo Buck, há a transferência de energia do barramento CC para a bateria. Isso deve-se ao fato de que o sistema opera agora como gerador, regenerando energia [13].

A frenagem regenerativa é um método utilizado para recuperar a energia do sistema de tração durante a frenagem e armazená-la na bateria [13].

No projeto do controle em cascata no sentido Buck, são adotados os mesmos parâmetros utilizados no quarto capítulo. Para o projeto dos controladores, é necessário os ganhos dos sensores de corrente, tensão e da modulação. Estes valores estão presentes na Tabela 8, e foram obtidos pelos valores presentes na montagem do protótipo segundo [9].

Tabela 8 – Ganhos do circuito de condicionamento e modulação para o sentido Buck

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: do Autor.

6.5.1 Projeto do controlador de corrente em cascata

A planta de corrente do conversor operando no modo Buck, em condução contínua é apresentado na equação 56, que será empregada no projeto do compensador.

Uma vez determinada a função de transferência da malha de corrente, é obtida através da ferramenta Sisotool do Software *Matlab*TM a curva de resposta da planta de corrente através do diagrama de Bode.

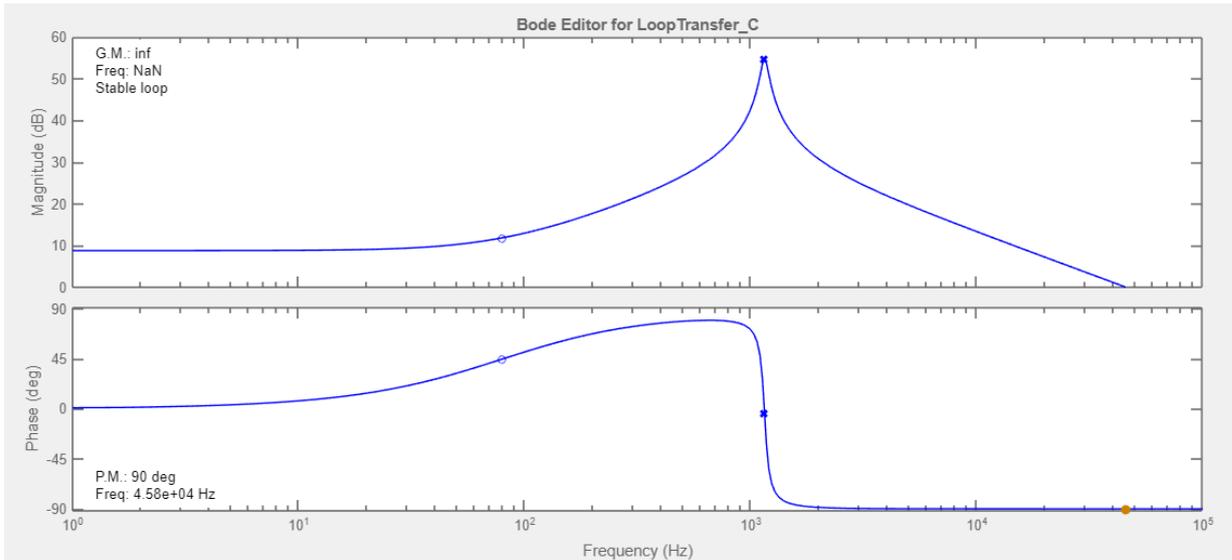
O diagrama de Bode da planta de corrente do conversor operando no modo Buck é apresentado na Figura 44.

A partir da função de transferência da planta determina-se a frequência de cruzamento do sistema como sendo um quarto da frequência de chaveamento.

O controlador utilizado será um PI+polo, no qual, primeiro foi adicionado um integrador na origem proporcionando um elevado ganho nas baixas frequência eliminando o erro estacionário. Após, foi realizado o cancelamento de polos e zeros, adicionando um polo para cancelar o zero da planta, e dois zeros para cancelar os polos complexos da planta.

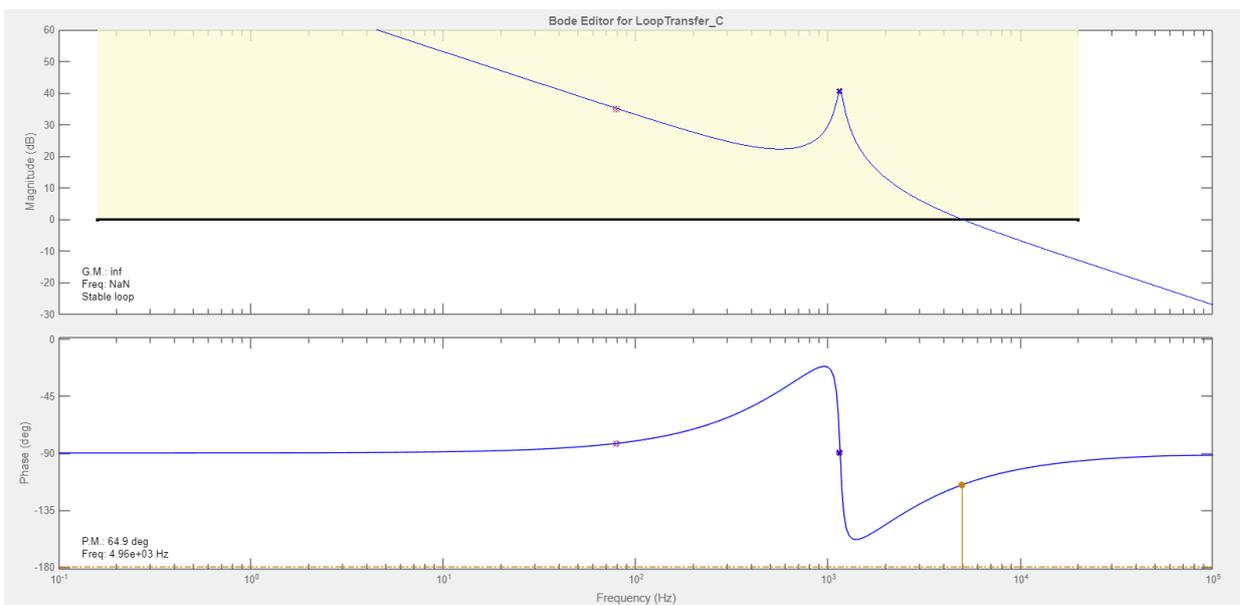
Na Figura 45 é apresentado o diagrama de Bode do projeto da malha de corrente. É possível observar que a frequência de corte ficou em 4,96 kHz, com margem de fase próxima de 64,9°, o que está dentro das características de projeto, em torno de 5 kHz.

Figura 44 – Diagrama de bode da planta de corrente do conversor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

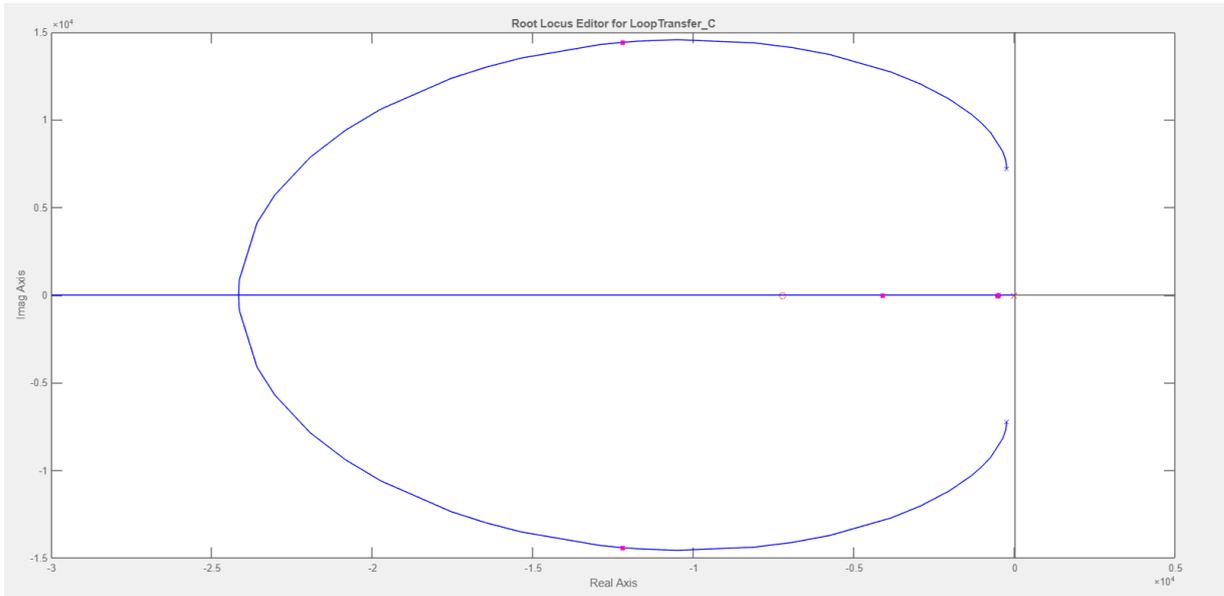
Figura 45 – Diagrama de bode da malha de corrente do conversor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

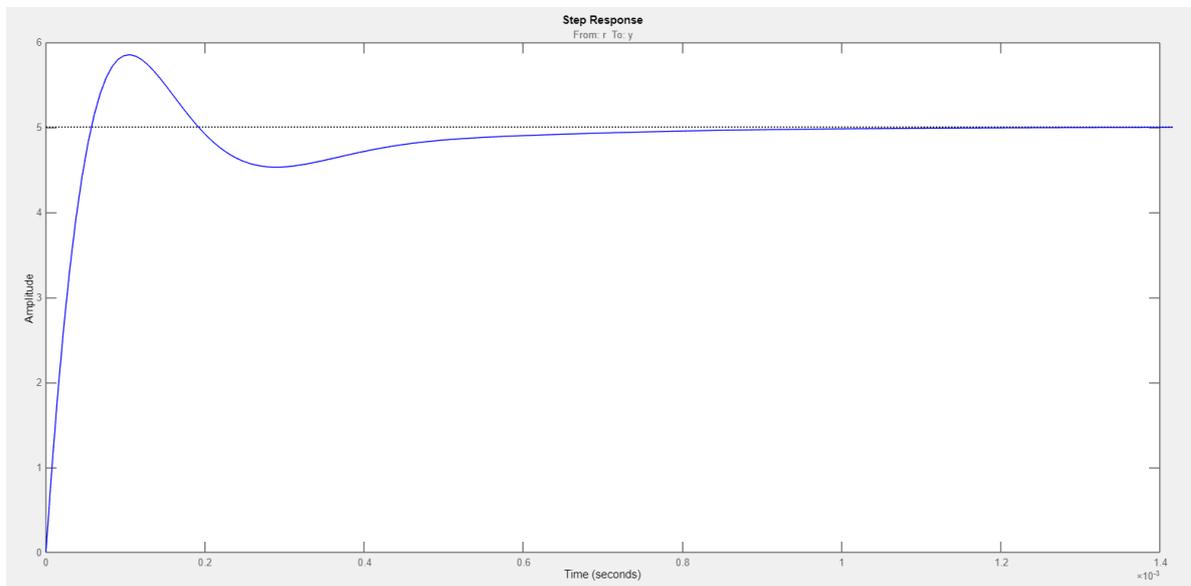
A Figura 46 apresenta o gráfico do lugar geométrico das raízes do projeto da malha de corrente e a Figura 47 demonstra a resposta do circuito a um degrau aplicado na entrada da função. É possível verificar que o compensador estabiliza a corrente do indutor conforme desejado.

Figura 46 – Lugar geométrico das raízes da malha de corrente do conversor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

Figura 47 – Resposta ao degrau na malha de corrente do conversor operando no modo Buck



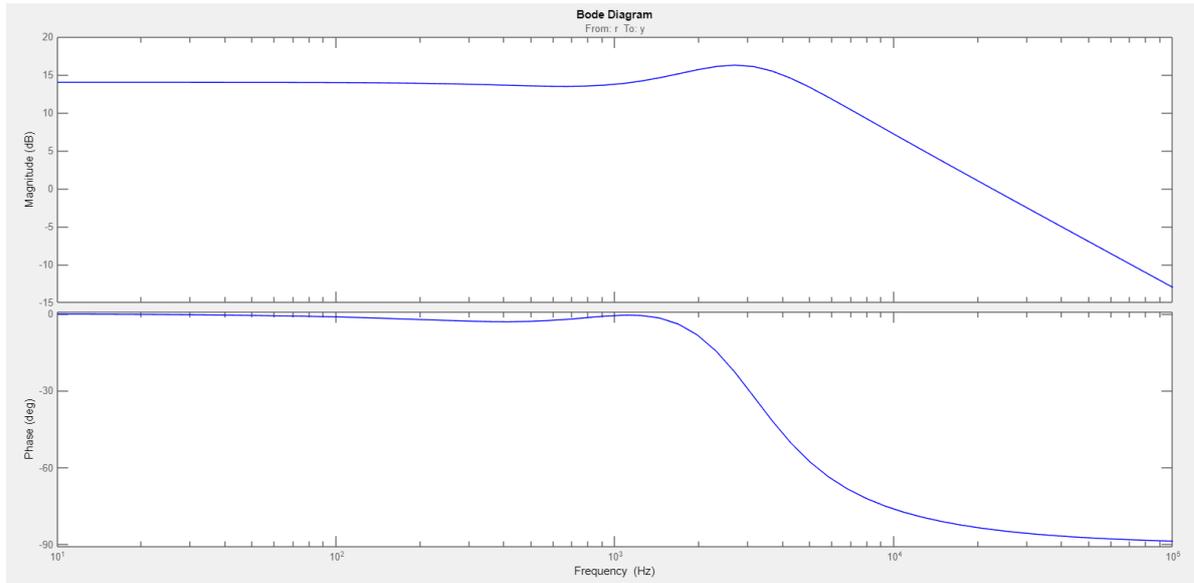
Fonte: do Autor

De acordo com a resposta em malha fechada da corrente no indutor, os primeiros instantes da manha de corrente, passam a ser representados como um ganho no diagrama de controle da tensão de saída. O ganho G_{iBuck} será utilizado para dimensionamento do controle da malha de tensão. [3]

$$FT = 14dB$$

(64)

Figura 48 – Diagrama de Bode da FTMF(s) de corrente do conversor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

$$G_{iBuck} = 10^{\frac{FT}{20}} = 5,01 \quad (65)$$

A equação do compensador projetado através do Sisotool, é apresentado na equação 66.

$$C_1(s) = 0,60887 \frac{(s + 7227)(s + 7227)}{s(s + 500,1)} \quad (66)$$

Realizando a comparação com a equação 58, obtem-se os componentes do compensador de corrente para o sentido Buck.

Tabela 9 – Componentes do compensador de corrente para o sentido Buck

Componente	Valor
R_{ip}	1 k Ω
R_{iz}	629 Ω
R_{fz}	629 Ω
R_{ref}	100 Ω
C_i	220 nF
C_f	220 nF

Fonte: do Autor.

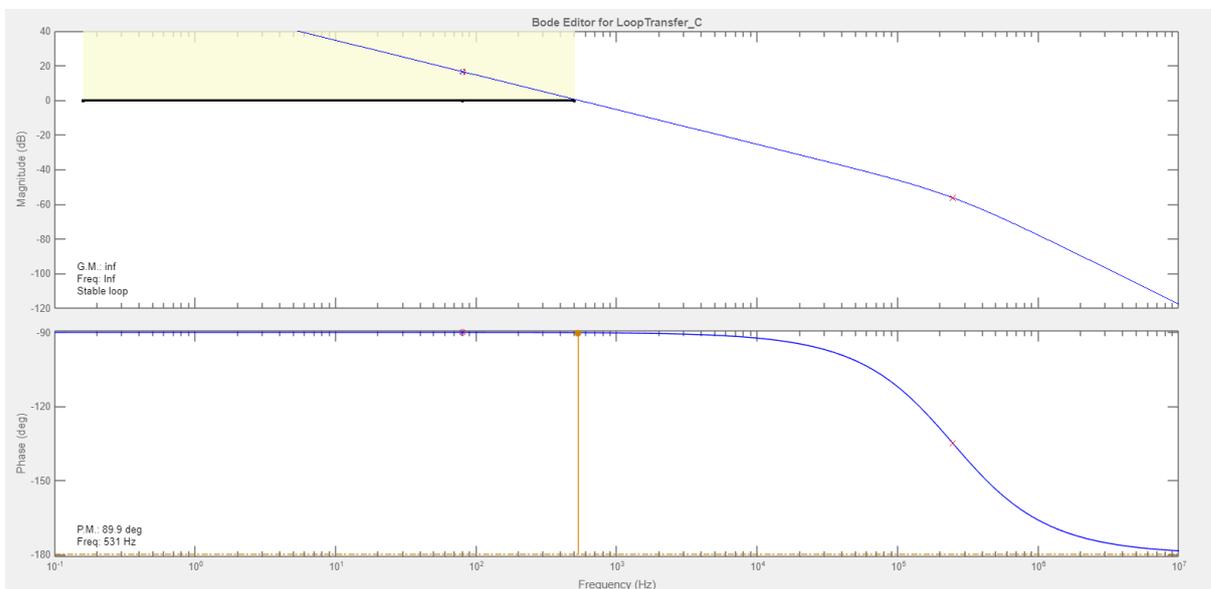
6.5.2 Projeto do controlador de tensão em cascata

A planta de tensão do conversor operando no modo Buck, em condução contínua é apresentado na equação 57, que será empregada no projeto do compensador.

O controlador utilizado será um PI+polo, no qual, primeiro foi adicionado um integrador na origem proporcionando um elevado ganho nas baixas frequências eliminando o erro estacionário. Após, foi realizado o cancelamento de polos e zeros, adicionando um polo para cancelar o zero da planta, e um zero para cancelar o polo complexo da planta.

Na Figura 49 é apresentado o diagrama de Bode do projeto da malha de tensão. É possível observar que a frequência de corte ficou em 531Hz , com margem de fase próxima de 89.9° , o que está dentro das características de projeto.

Figura 49 – Diagrama de bode da malha de tensão do indutor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

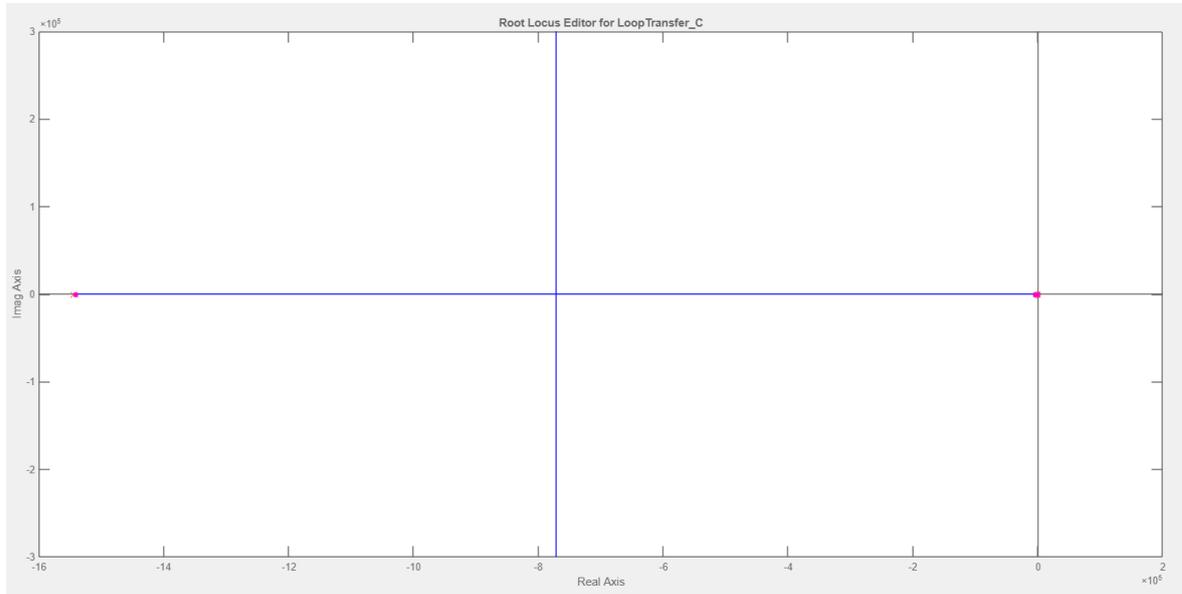
A Figura 50 apresenta o gráfico do lugar geométrico das raízes do projeto da malha de tensão e a Figura 51 demonstra a resposta do circuito de tensão a um degrau aplicado na entrada da função. É possível verificar que o compensador estabiliza a tensão de saída do conversor conforme desejado. O tempo aproximado de acomodação é de 3ms.

A equação do compensador projetado através do Sisotool, é apresentado na equação 67.

$$C_2(s) = 6,2276 \cdot 10^6 \frac{(s + 500)}{s(s + 1,544 \cdot 10^6)} \quad (67)$$

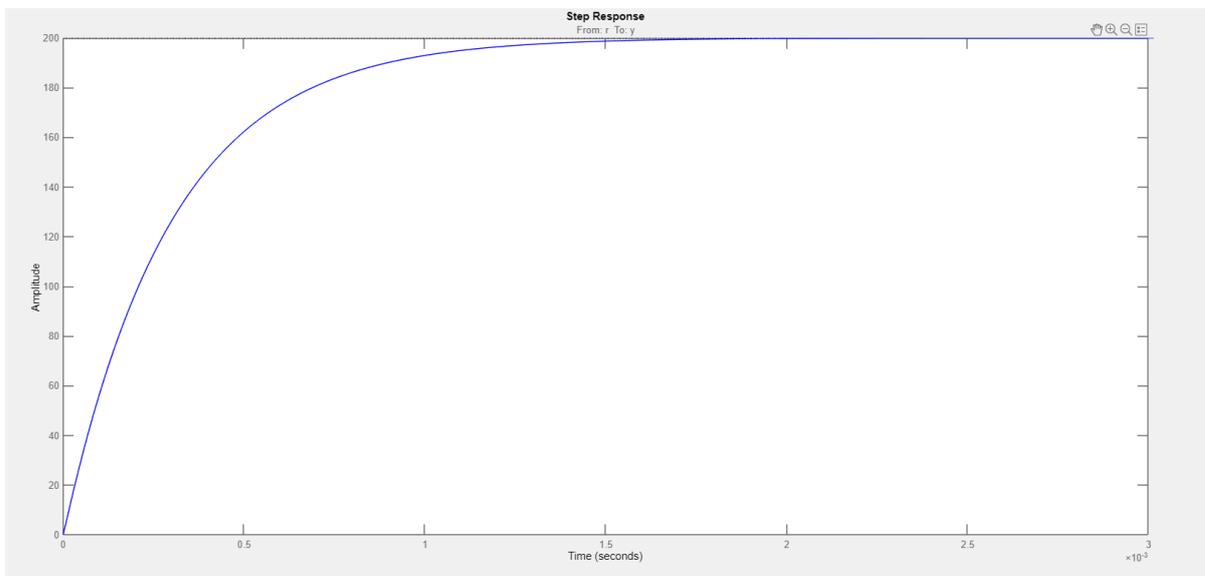
Realizando a comparação com a equação 59, obtém-se os componentes do compensador de corrente para o sentido Buck, demonstrados na Tabela 10.

Figura 50 – Lugar geométrico das raízes da malha de tensão do conversor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

Figura 51 – Resposta ao degrau na malha de tensão do conversor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

Tabela 10 – Componentes do compensador de tensão para o sentido Buck

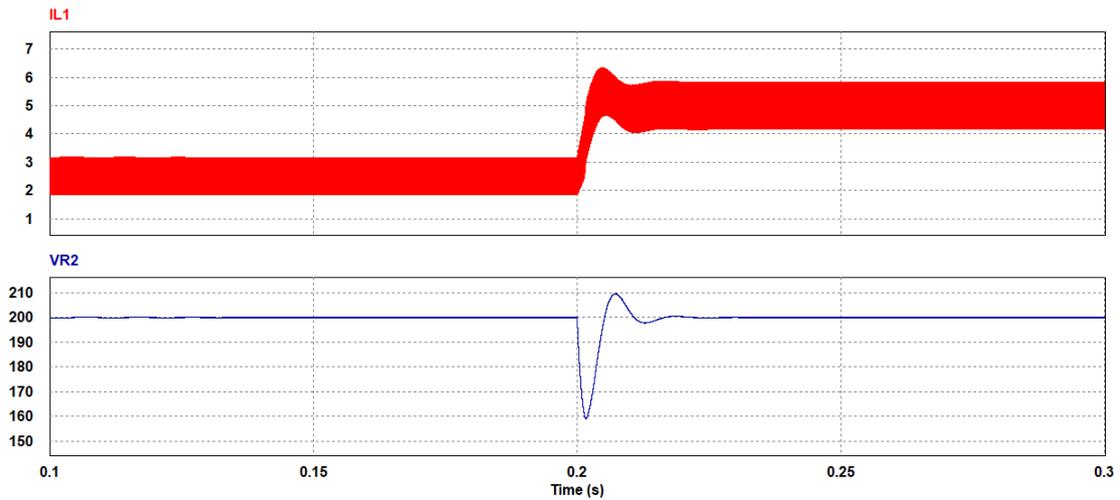
Componente	Valor
R_1	10 k Ω
R_2	20 Ω
R_{ref}	10 k Ω
C_1	100 nF
C_2	100 nF

Fonte: do Autor.

6.6 RESULTADO DE SIMULAÇÃO

Para analisar o desempenho dos controladores, foi adicionado uma variação repentina na carga do conversor, através da utilização de duas resistências em paralelo totalizando 40Ω , que representa a corrente nominal. No tempo de 0,2 s, a chave entre as resistências se fecha e o controle executa seu funcionamento.

Figura 52 – Variação na carga do conversor operando no modo Buck



Fonte: do Autor

A Figura 52 apresenta o resultado dessa simulação. Avaliando, pode-se ver um pico de tensão negativa na simulação, logo após a perturbação na carga em $t=0,2s$, alcançando 160 V. Neste caso, o controlador da malha interna leva 0,02 s para aumentar a corrente no indutor e estabilizar a tensão de saída.

7 CONCLUSÃO

Como o crescimento da eletrificação do transporte é esperada para os próximos anos, com a popularização dos veículos elétricos, o estudo e o desenvolvimento de sistemas eletrônicos para a indústria automobilística vem crescendo cada vez mais e gerando novas topologias com o objetivo de aperfeiçoar o sistema de tração dos veículos elétricos.

O conversor em estudo apresenta vantagens frente às topologias existentes, pois proporciona a redução de perdas nos semicondutores com a divisão da corrente entre seus braços e a redução dos capacitores e indutores de filtro de entrada e saída, bem como, viabiliza o emprego de componentes de menor custo, peso e volume.

A partir do estudo da modelagem pela média em espaço de estados, foi possível obter os modelos dinâmicos do conversor. Os resultados 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, o controle adotado neste trabalho consiste em um controle em cascata. Na malha de corrente e na malha de tensão são adotados compensadores PI+polo, projetados com o auxílio do Matlab, por cancelamento de polos e zeros das plantas, de forma a garantir uma margem de fase e uma frequência de corte satisfatórias para estabilizar o sistema em malha fechada.

A análise dos resultados experimentais, foi realizada a partir de uma variação repentina na carga do conversor, através da utilização de duas resistências em paralelo, totalizando o valor da resistência nominal. No tempo de 0,2 s, a chave entre as resistências se fecha e o controle executa seu funcionamento.

Os resultados experimentais demonstraram que o controle do conversor responde às perturbações na carga de maneira adequada. Para o sentido Boost o controlador da malha interna apresentou 5 ms para aumentar a corrente no indutor e estabilizar a tensão de saída, enquanto para o sentido Buck o controlador da malha interna leva 0,02 s para aumentar a corrente no indutor e estabilizar a tensão de saída.

REFERÊNCIAS

- [1] CUNHA, Eduardo Argou Aires et al. Aspectos históricos da energia eólica no Brasil e no mundo. **Revista Brasileira de Energias Renováveis**, v. 8, n. 4, p. 689–697, 2019. Disponível em: <<https://revistas.ufpr.br/rber/article/view/65759/38008>>. Acesso em: 02 nov. 2022. Citado na página 17.
- [2] CUNHA, Felipe Borges. **Análise e Controle de Sistemas de Estrutura Variável**. 171 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002. Citado na página 17.
- [3] BALDASSI, Mariana Maiyumi Hirakawa. **Controle de Conversor CC-CC Multifásico Bidirecional em Corrente Não Isolado Aplicado a sistemas Elétricos de Tração de Veículos Elétricos e Híbridos Leves**. Joinville: [s.n.], 2015. 96 p. Citado 7 vezes nas páginas 17, 18, 20, 58, 60, 63 e 70.
- [4] RODRIGUES, Aline; RAMPINELLI, Giuliano Arns; BREMERMAN, Leonardo Elizeire. Estudos de soluções integradas de geração distribuída, armazenamento de energia e veículos elétricos. **IX Congresso Brasileiro de Energia Solar**, 2022. Disponível em: <<https://anaiscbens.emnuvens.com.br/cbens/article/view/1152/1153>>. Acesso em: 02 nov. 2022. Citado na página 17.
- [5] FRONTLINER. **IEA alerta para escassez global de combustíveis a partir do 2º semestre**. [s.n.], 2022. Disponível em: <<https://www.frontliner.com.br/iea-alerta-para-escassez-de-combustiveis-no-2o-semester/>>. Citado na página 17.
- [6] MENEGAT, Vitor Emanuel. **O Impacto dos Veículos Elétricos na Demanda de Energia Elétrica no Brasil: Uma análise com modelos VAR**. Florianópolis: [s.n.], 2022. 70 p. Citado na página 17.
- [7] IEA. **Emissões de gases de efeito estufa do Energy Data Explorer**. Paris: [s.n.], 2021. Disponível em: <<https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/greenhouse-gas-emissions-from-energy-data-explorer>>. Acesso em: 30 nov. 2022. Citado na página 17.
- [8] PÉRA, Thiago Guilherme. **Efeitos das mudanças tecnológicas e infraestruturais do transporte para o fomento da logística verde da soja brasileira: abordagens multiobjetivos**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, Escola Superior de Agricultura "Luiz de Queiroz", Piracicaba, 2022. Disponível em: <https://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/11/11132/tde-08042022-162357/publico/Thiago_Guilherme_Pera_versao_revisada.pdf>. Acesso em: 30 nov. 2022. Citado na página 17.
- [9] MAYER, Robson. **Conversores CC-CC Bidirecionais Intercalados Aplicados a Bordo de Veículos Elétricos**. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências Tecnológicas, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2019. Citado 14 vezes nas páginas 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 30, 34, 61 e 68.
- [10] ABVE, Associação Brasileira do Veículo Elétrico. **Veículos elétricos: O que se deve levar em consideração antes de adquirir um**. [s.n.], 2020. Disponível em: <<http://www.abve.org.br/veiculos-eletricos-o-que-se-deve-levar-em-consideracao-antes-de-adquirir-um/>>. Citado na página 18.

- [11] REIS, Marcos Willian de Sales. **Análise comparativa de conversores aplicados ao carregamento dinâmico de veículos elétricos**. Belo Horizonte: [s.n.], 2022. 87 p. Citado na página 18.
- [12] VONBUN, Christian. **Impactos ambientais e econômicos dos veículos elétricos e híbridos plug-in: Uma revisão da literatura**. Brasília: Econstor, 2015. 49 p. Citado na página 18.
- [13] WENK, Marciel. **Estudo, Modelagem e Controle de Conversor CC-CC Bidirecional Não-Isolado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados**. 160 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências Tecnológicas, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2019. Citado 18 vezes nas páginas 18, 23, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 43, 44, 45, 58, 59, 61 e 68.
- [14] BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 5. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2005. 327 p. Citado na página 18.
- [15] HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: Amgh, 2012. 494 p. Tradução de: Romeu Abdo. Citado na página 19.
- [16] MAYER, Robson; PÉRES, Adriano; OLIVEIRA, Sérgio Vidal Garcia. Conversor cc-cc multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos. **Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v. 20, n. 3, p. 311–321, 2015. Disponível em: <<http://sobraep1.tempsite.ws/site/uploads/2018/06/rvol20no3p19.pdf>>. Acesso em: 12 nov. 2022. Citado na página 23.
- [17] KATTEL, Menaour Berrehil El. **Novas Topologias de Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais**. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências Tecnológicas, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2018. Citado na página 23.
- [18] BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. Joinville: [s.n.], 2012. 248 p. Citado na página 43.
- [19] KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F.; VERGHESE, George C. **Principles of Power Electronics**. Prentice Hall. Porto Alegre: [s.n.], 1991. 740 p. Citado na página 43.
- [20] CUNHA, Felipe Borges. **Análise e Controle de Sistemas de Estrutura Variável**. 171 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002. Citado na página 43.
- [21] A., Pomilio J. **Modelagem de Fontes Chaveadas: Método das Variáveis de Estado**. Campinas: [s.n.], 2020. 11 p. Citado na página 43.
- [22] OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Peardon Prentice Hall, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 59.
- [23] MATTOS, Everson. et al. Projeto automático de controladores com duas malhas no espaço de estados aplicado a conversores de potência. **Eletrônica de Potência**, Santa Maria-RS, v. 25, n. 3, p. 349–360, 2020. Disponível em: <https://sobraep.org.br/site/uploads/2020/09/1._Artigo_Completo.pdf>. Acesso em: 10 nov. 2022. Citado na página 58.

[24] BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. 3. ed. Florianópolis: Do autor, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 61.

[25] A., Pomilio J. **Projeto de Sistemas de Controle Linear para Fontes Chaveadas**. Campinas: [s.n.], 2020. Citado na página 61.

[26] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006. Citado na página 87.

APÊNDICE A – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO PARA A MODELAGEM DO CONVERSOR

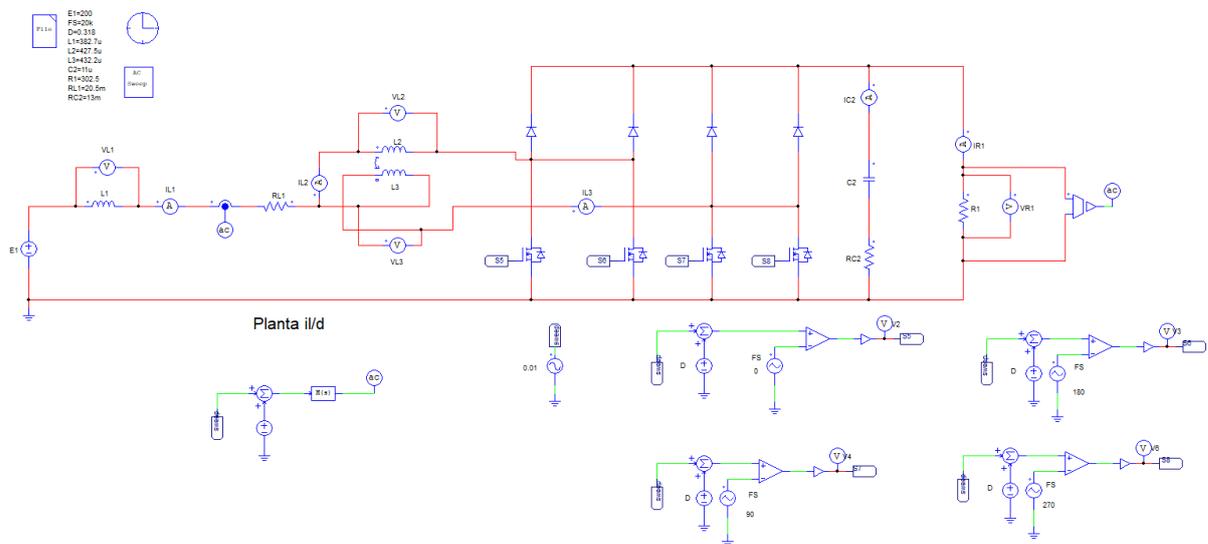
Os circuitos descritos neste apêndice correspondem aos circuitos utilizados para obter as plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$, através do software *PSIM*TM.

As Figuras 53 e 54 demonstram os circuitos de simulação realizados para as plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$, para o sentido Boost e o sentido Buck.

Para realizar a simulação foi inserido um sensor de corrente no indutor principal, com a ponteira AC Sweep Probe. A simulação AC Sweep apresenta varredura em frequência de 10 Hz até 20 kHz, com amplitude de perturbação em 0,0182.

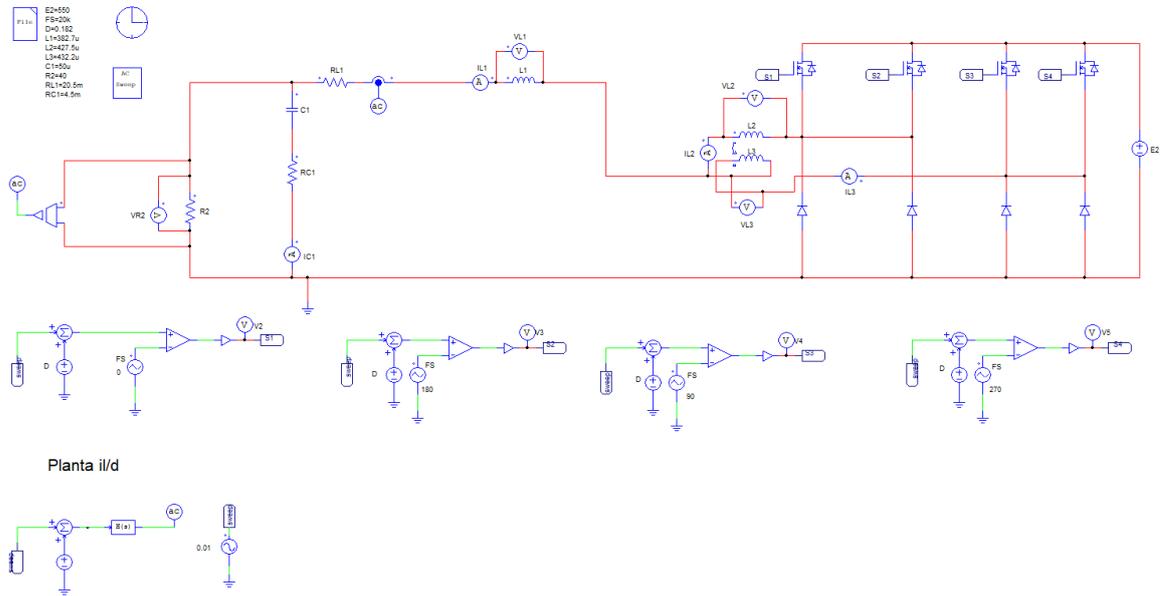
A fim de realizar a validação das plantas, aplicou-se uma fonte senoidal, com amplitude de 0,0182 V pico a pico, somando com a razão cíclica, inserindo uma perturbação nela. O sinal passa pelo bloco *s-domain Transfer Function*, que retorna a resposta no domínio da frequência. Na saída do bloco está a ponteira AC Sweep Probe, que representa a planta obtida do modelo calculado que será mostrado nos gráficos.

Figura 53 – Circuito do conversor operando no sentido Boost usado para validar as plantas de corrente por razão cíclica.



Fonte: do Autor

Figura 54 – Circuito do conversor operando no sentido Buck usado para validar as plantas de corrente por razão cíclica.

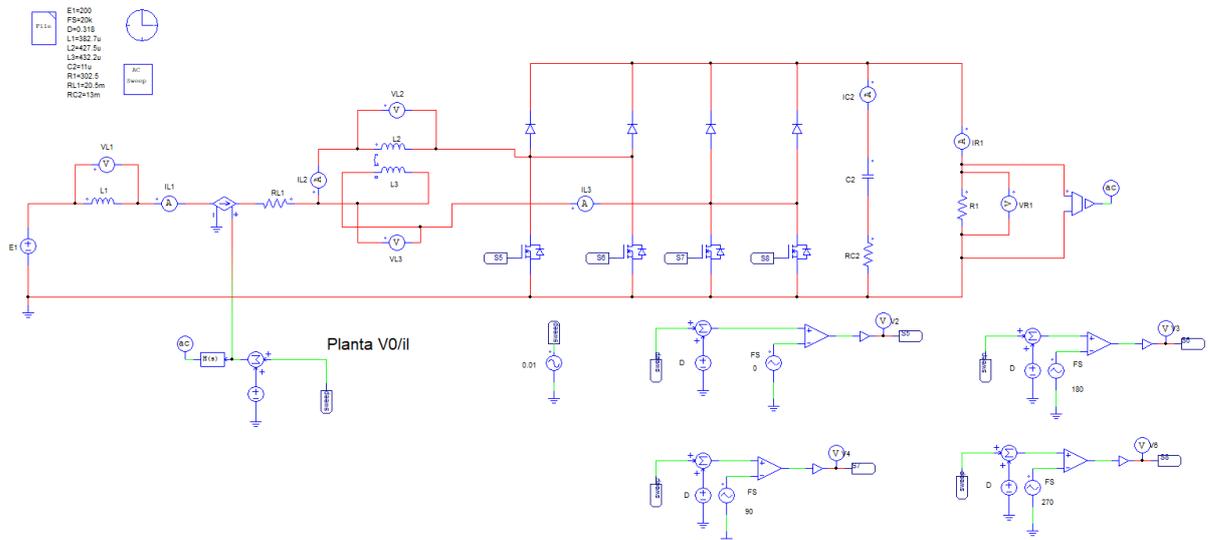


Fonte: do Autor

As Figuras 55 e 56 exemplificam os circuitos de simulação realizados para obter as plantas $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_L(s)$, para o sentido Boost e o sentido Buck.

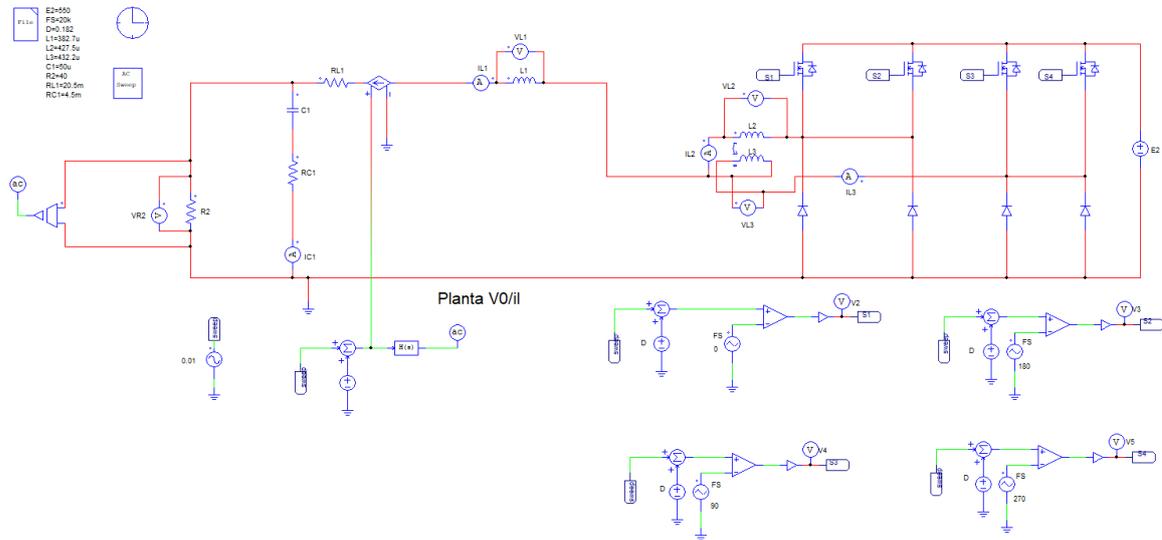
Para a validação utilizou-se os mesmos critérios apresentados para as plantas $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$, com a diferença que uma fonte de corrente dependente do sinal proveniente da fonte senoidal somada ao sinal da razão cíclica, foi inserida em série com o indutor principal.

Figura 55 – Circuito do conversor operando no sentido Boost usado para validar as plantas de tensão por corrente.



Fonte: do Autor

Figura 56 – Circuito do conversor operando no sentido Buck usado para validar as plantas de tensão por corrente.

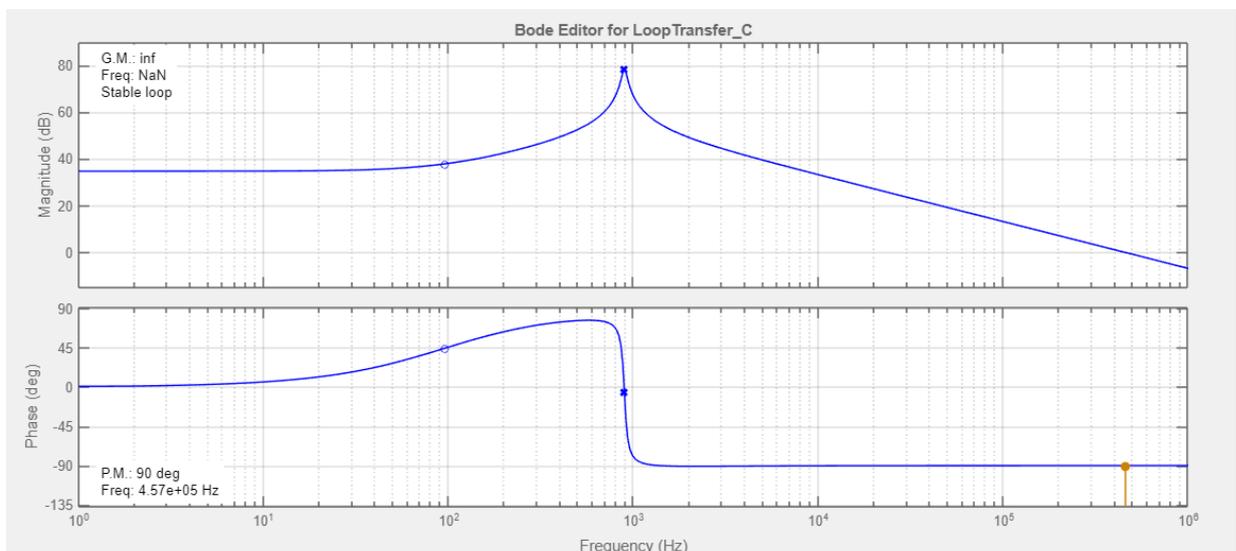


Fonte: do Autor

A.0.1 Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor para o sentido Boost

Para verificar o comportamento da função de transferência $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ demonstrada na equação 33, realizando a simulação primeiro no software *Matlab*, é possível obter o gráfico mostrado na Figura 57.

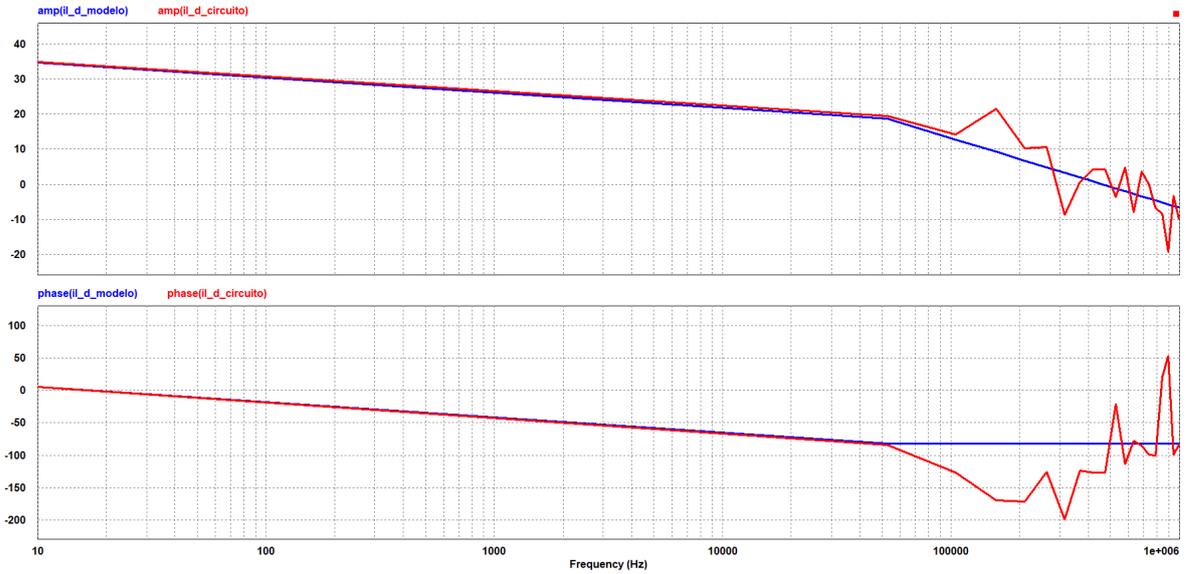
Figura 57 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *Matlab*.



Fonte: do Autor

Através do software *PSIM*, realizando a simulação *AC Sweep* com varredura em frequência de 10 Hz até 1 MHz, com número de pontos igual a 20, pode-se obter o gráfico demonstrado na Figura 58 .

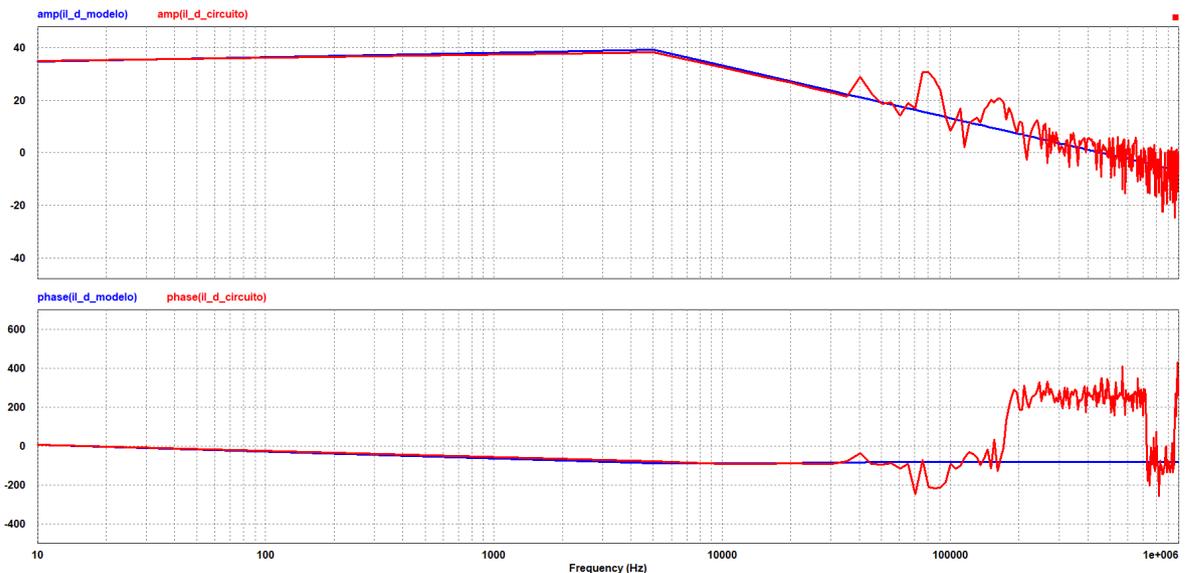
Figura 58 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 20.



Fonte: do Autor

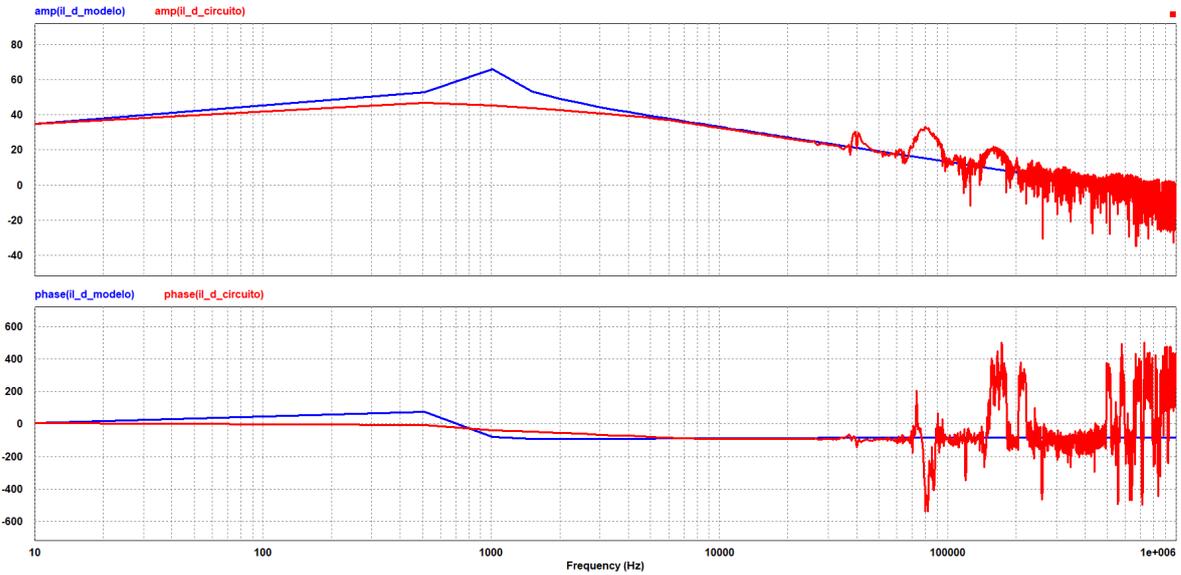
Com o aumento do número de pontos a curva torna-se semelhante a mesma executada no *Matlab*, como é possível observar pelas Figuras 59, 60 , e 61, com 200, 2000 e 20000 pontos respectivamente. Sendo a curva com 20000 pontos com semelhança maior.

Figura 59 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 200.



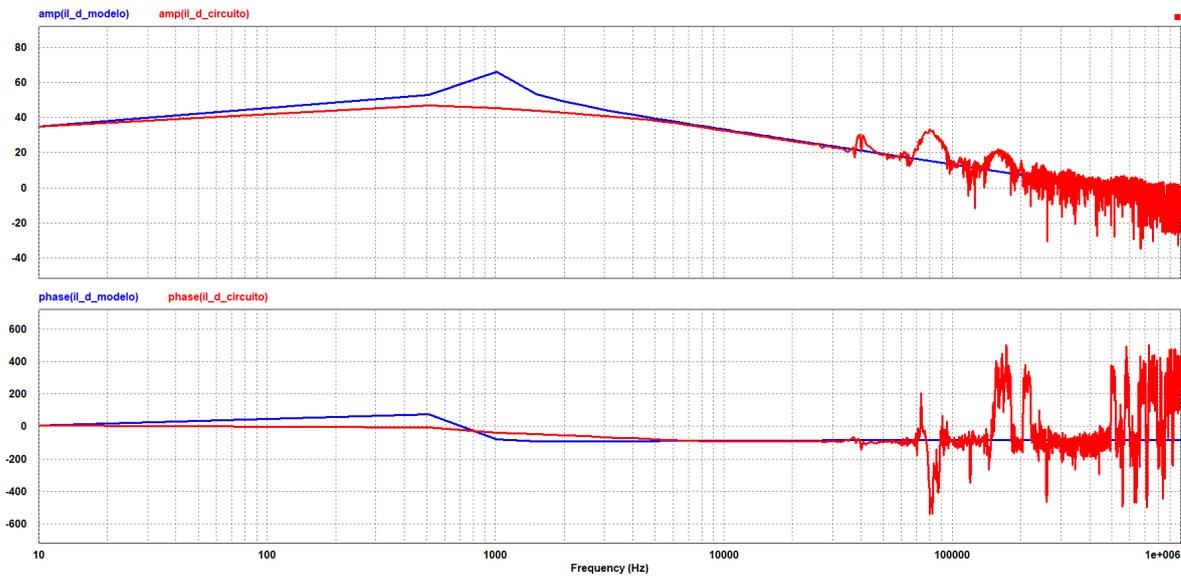
Fonte: do Autor

Figura 60 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 2000.



Fonte: do Autor

Figura 61 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 20000.



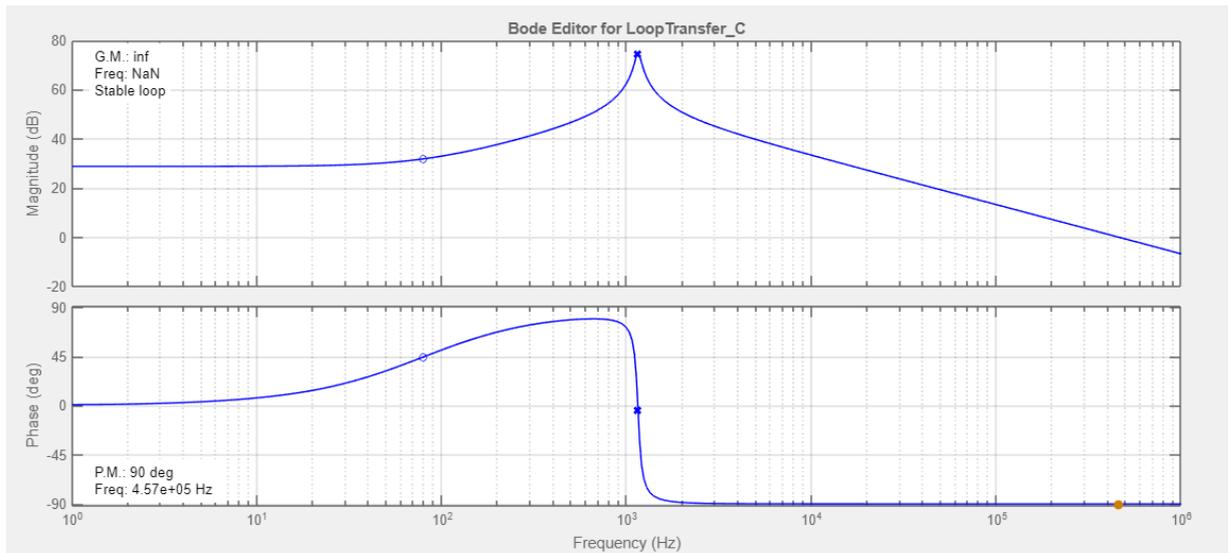
Fonte: do Autor

Para o projeto do controle, considera-se o intervalo de frequência até a frequência de chaveamento 20 kHz, desprezando as componentes dos sinais acima da frequência de chaveamento.

A.0.2 Validação dos modelos obtidos através da modelagem do conversor para o sentido Buck

Para verificar o comportamento da função de transferência $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ demonstrada na equação 56, realizando a simulação primeiro no software *Matlab*, é possível obter o gráfico mostrado na Figura 62.

Figura 62 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *Matlab*.

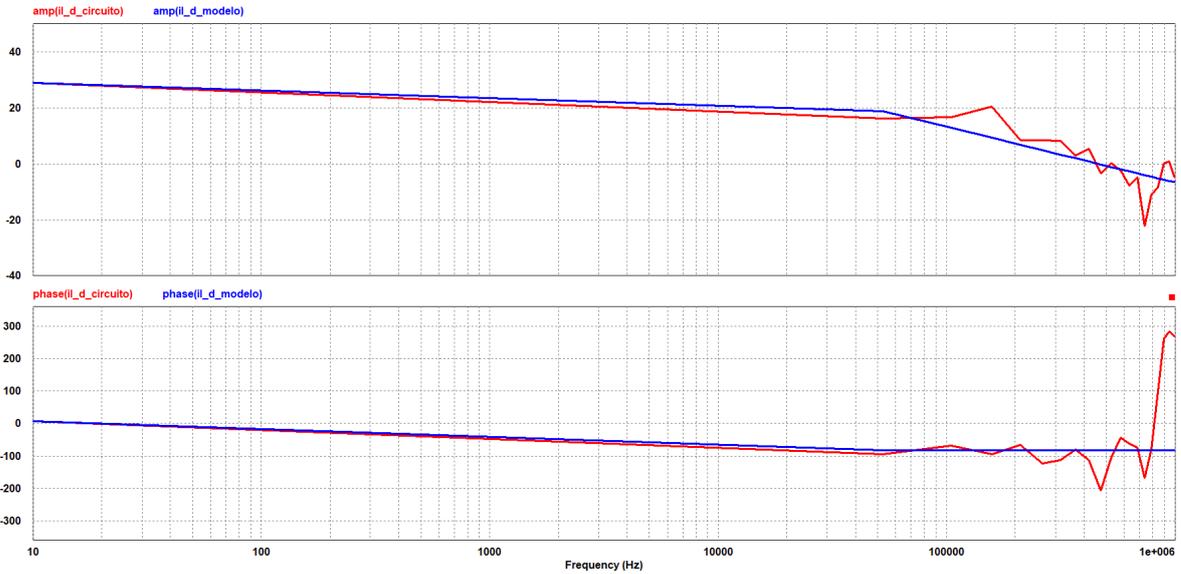


Fonte: do Autor

Através do software *PSIM*, realizando a simulação *AC Sweep* com varredura em frequência de 10 Hz até 1 MHz, com número de pontos igual a 20, pode-se obter o gráfico demonstrado na Figura 63 .

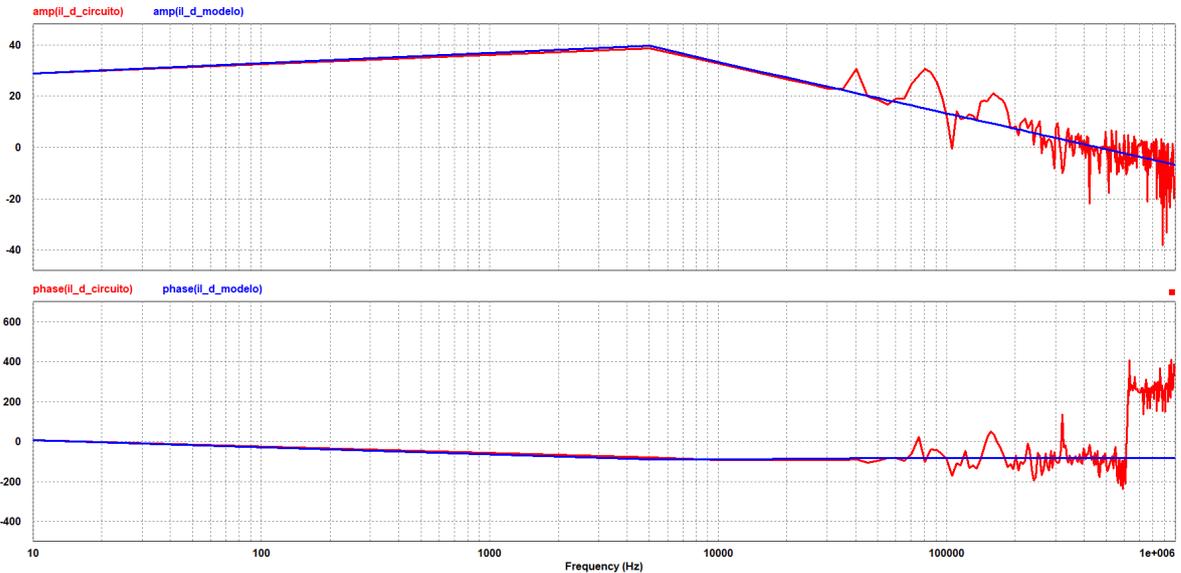
Com o aumento do número de pontos a curva torna-se semelhante a mesma executada no *Matlab*, como é possível observar pelas Figuras 64, 65 , e 66, com 200, 2000 e 20000 pontos respectivamente. Sendo a curva com 20000 pontos com semelhança maior.

Figura 63 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 20.



Fonte: do Autor

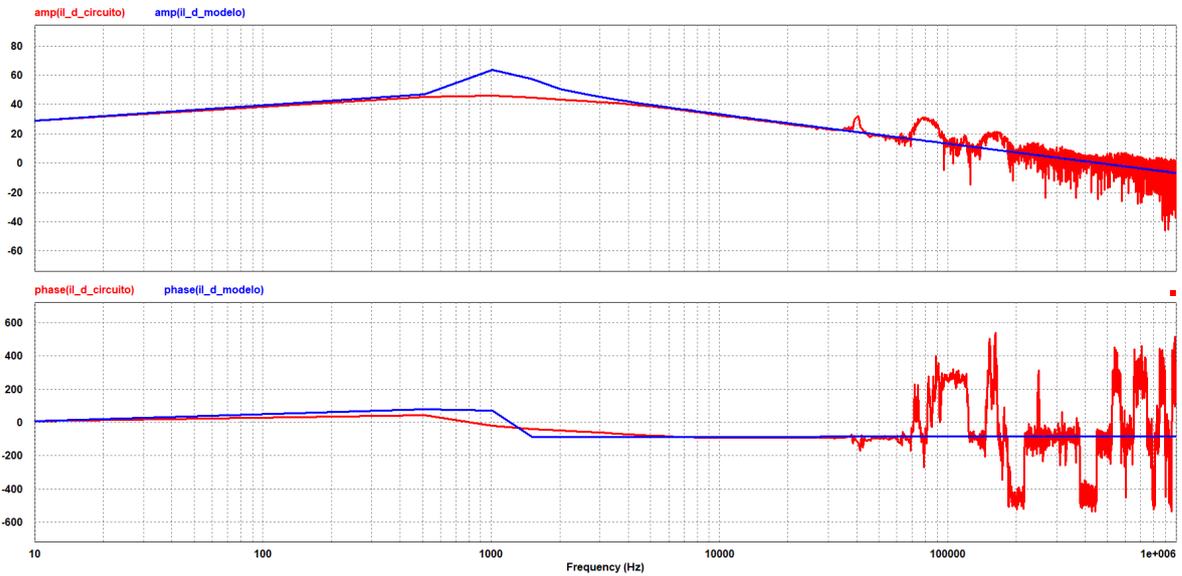
Figura 64 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 200.



Fonte: do Autor

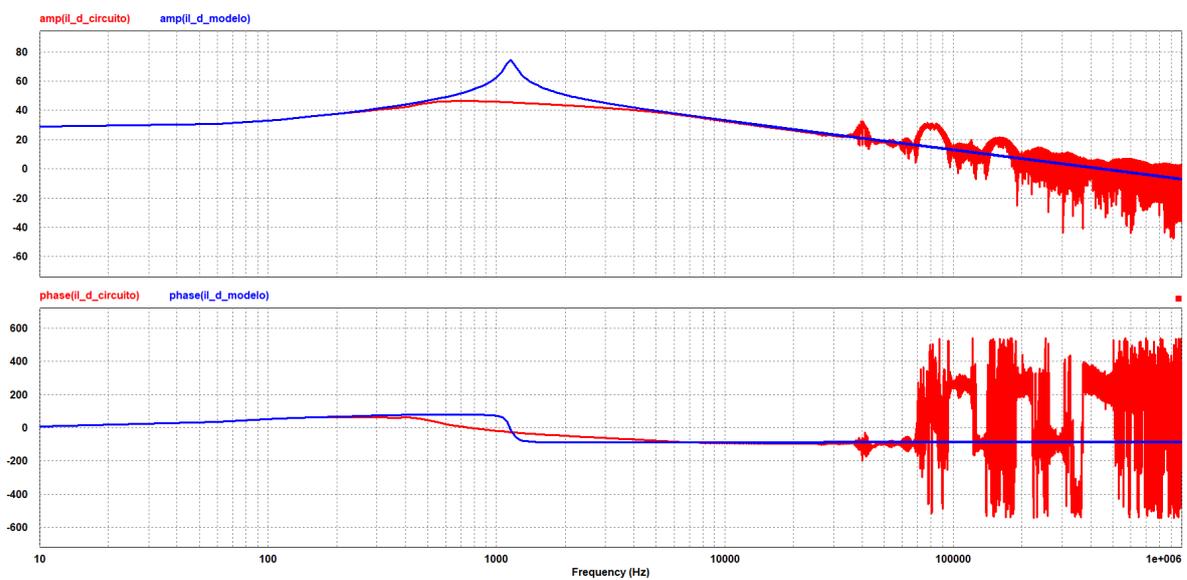
Para o projeto do controle, considera-se o intervalo de frequência até a frequência de chaveamento 20 kHz, desprezando as componentes dos sinais acima da frequência de chaveamento.

Figura 65 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 2000.



Fonte: do Autor

Figura 66 – Planta $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ do circuito simulado e modelo calculado, simulado no software *PSIM*, com número de pontos igual a 20000.



Fonte: do Autor

APÊNDICE B – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO PARA O PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR

Os circuitos descritos neste apêndice correspondem aos circuitos utilizados para obter os resultados do projeto de controle do conversor, bem como, os circuitos dos compensadores adotados para a malha de tensão e corrente nos sentidos Boost e Buck.

Para realizar a análise dos controladores, foi adicionado uma variação repentina na carga do conversor, através da utilização de duas resistências em paralelo totalizando o valor da resistência nominal. No tempo de 0,2 s, a chave (g) comandada por um degrau entre as resistências em paralelo se fecha, e o controle executa seu funcionamento.

O modulador PWM tem a função de converter o sinal de controle, proveniente da saída do controlador, em pulsos de comando para o acionamento dos interruptores do circuito.

Para isso, é feita uma comparação entre dois sinais de tensão, a modulante e a portadora, resultando em um sinal de tensão contínuo, a fim de obter uma tensão contínua na saída.

O sinal da portadora, no caso, é uma fonte triangular, que define a frequência dos pulsos dos interruptores. Primeiro utilizando a equação da portadora triangular demonstrada na equação 68. [26]

$$v_{tr}(t) = \frac{2V_p}{T_s}t \quad (68)$$

Sabendo que a modulante e a portadora se igualam em $t = dT_s/2$:

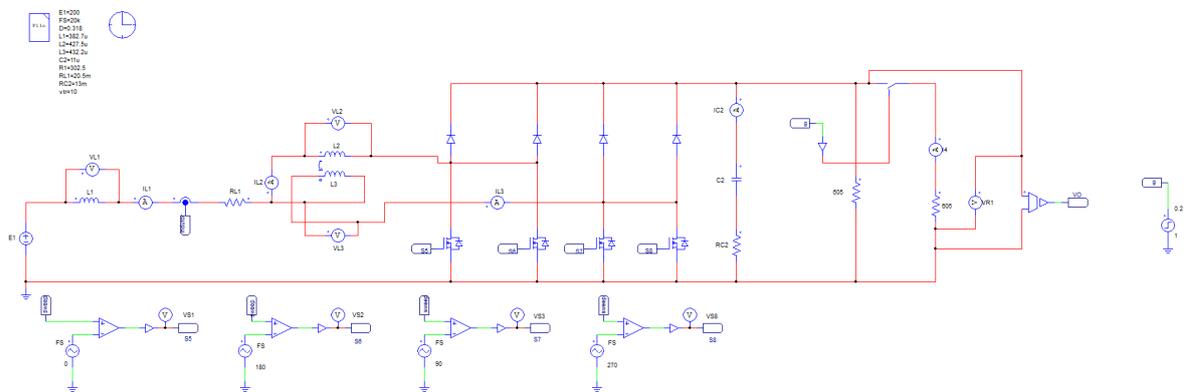
$$v_{tr}\left(\frac{dT_s}{2}\right) = \frac{2V_p}{T_s} \cdot \frac{dT_s}{2} \quad (69)$$

O ganho do modulador PWM é obtido a partir da relação d/v_{tr} , definido pela equação 70. [26]

$$G_{PWM} = \frac{d}{v_{tr}} = \frac{1}{V_p} \quad (70)$$

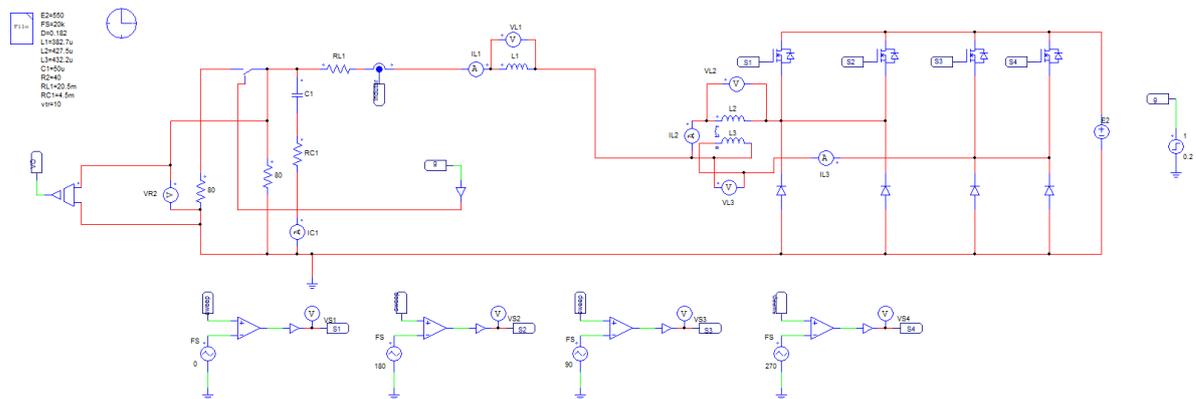
Assim para um ganho da modulação de 0,1 é necessário uma fonte triangular de amplitude 10.

Figura 67 – Circuito simulado no PSIM para avaliação do controle do conversor em cascata no sentido Boost.



Fonte: do Autor

Figura 68 – Circuito simulado no PSIM para avaliação do controle do conversor em cascata no sentido Buck.



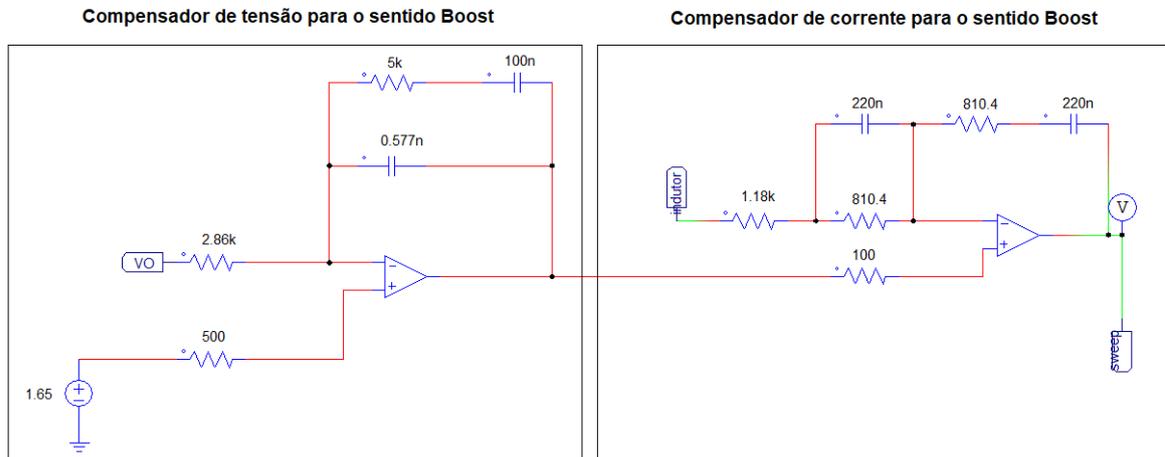
Fonte: do Autor

As Figuras 68 e 70 demonstram os circuitos das topologias de compensadores analógicos utilizados para o controle de tensão e corrente do conversor operando no sentido Boost e no sentido Buck.

O sinal de tensão proveniente do sensor é comparado com o valor de referência de tensão V_{ref} . Este sinal torna-se a entrada do controlador de tensão $C_v(s)$ que serve como o valor de referência de corrente.

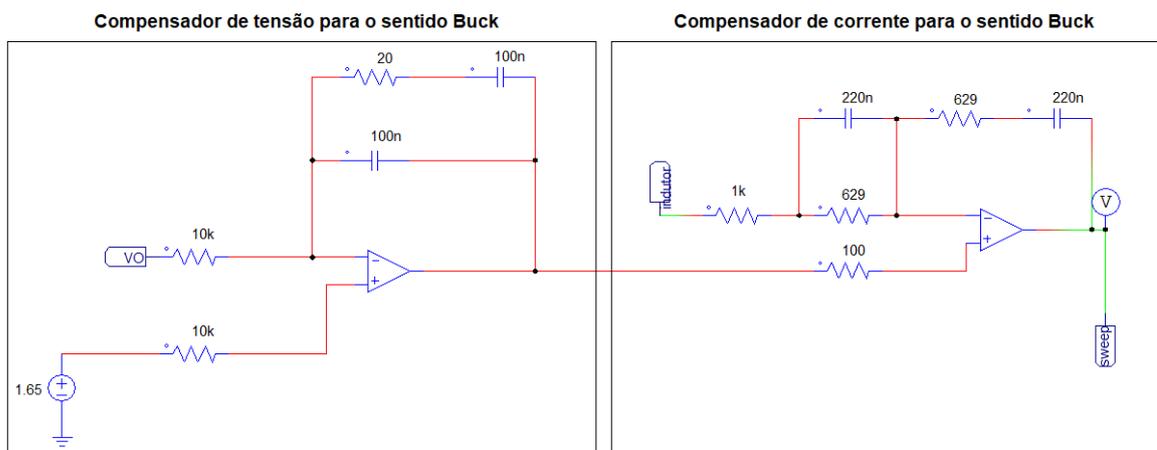
Em seguida, este valor é comparado com o valor do sensor de corrente, que resulta no sinal de erro de corrente e_i . Assim, este sinal passa pelo controlador de corrente $C_i(s)$, onde é tomada a decisão para que o valor de saída esteja dentro do desejado.

Figura 69 – Circuito do compensador de corrente e de tensão para o conversor operando no sentido Boost.



Fonte: do Autor

Figura 70 – Circuito do compensador de corrente e de tensão para o conversor operando no sentido Buck.



Fonte: do Autor

APÊNDICE C – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO SOFTWARE MATLAB PARA O PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR

A partir das funções de transferência da malha de corrente e da malha de tensão, no sentido Boost e no sentido Buck, foi projetado o controle do conversor através da ferramenta Sisotool do Software *Matlab*TM. O código abaixo apresenta as funções utilizadas no projeto.

% TCC: MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL
PARA APLICACAO EM VEICULOS DE TRACAO ELETRICA.

% Autor(a): Fernanda Bianchini

% Dados do conversor:

V0=550

V1=200

D1=0.318

D2=0.182

L1=382.7*(10⁻⁶)

R1=302.5

R2=40

RC1=4.5*(10⁻³)

RC2=13*(10⁻³)

RL1=0.0205

C1=50*(10⁻⁶)

C2=11*(10⁻⁶)

% Coeficientes A2, A1 e A0, no sentido Boost:

A2=2*R1*L1*C2;

A1=(2*L1)+(C2*R1*(-RC2+(2*RL1)+(2*D*RC2)));

A0=(2*(R1))*(((2*D)-1)^2)+RC2*((8*D^2)-(6*D)+1)+(2*RL1);

% Coeficientes A2, A1 e A0, no sentido Buck:

A2_b=R2*L1*C1;

A1_b=(L1*(1+(RC1/R2)))+(C1*R2*(RL1-RC1));

A0_b=(R2+RC1+RL1+((RC1*RL1)/R2));

% Conversor operando no sentido Boost:

% Malha interna (corrente):

```

g1=(4*V0)/((2*D)-1)
B1=(R1*C2*((-2*R1)+(4*D1*R1)+RC2))
B2=(R1*(8*D1-4)+RC2*(4*D-1))

numg=[B1 B2];           % Define o numerador de G(s).
deng=[A2 A1 A0];       % Define o denominador de G(s).
H1=tf(numg,deng)
G_i1=g1*H1              % Cria e exhibe G(s).
G_iBoost=G_i1*0.1      % Planta Il/d multiplicada
                        pelo ganho do modulador PWM

bode(G_iBoost)         % Constroi um diagrama de
                        Bode.

grid on                % Ativa a grade para o
                        diagrama de Bode.

F_iBoost=zpk(0.8)      % F igual a multiplicacao
                        entre o valor do sensor de corrente
                        e o valor desejado de
                        corrente. F=0,16*5

H_iBoost=zpk(0.16)    % Ganho do sensor de corrente

pzmap(G_iBoost)        % Cria o grafico de polos e
                        zeros do sistema

zpk(G_iBoost)          % Cria o sistema dinamico
                        para a forma de ganho de
                        polos e zeros.

step(G_iBoost)         % Gera o grafico de resposta
                        ao degrau unitario

sisotool(G_iBoost)     % Abre o aplicativo sisotool

% Malha Externa (tensao):

g2=- (2*R1)
B3=-L1
B4=(4*D*(-R1-RC2+(D*(R1+RC2))))+R1+RC2-RL1
B5=R1*C2*((-2*R1)+(4*D*R1)+RC2)
B6=(R1*((8*D)-4))+RC2*((4*D)-1)

```

```

numg=[B3 B4]; % Define o numerador de G(s).
deng=[B5 B6]; % Define o denominador de G(s).
H2=tf(numg,deng)
G_v1=g2*H2 % Cria e exhibe G(s).
G_vBoost=G_v1*5.01 % Planta v0/il multiplicada
                    pelo ganho da malha fechada
                    da corrente no indutor.

bode(G_vBoost) % Constroi um diagrama de Bode.
grid on % Ativa a grade para o
         diagrama de Bode.

F_vBoost=zpk(1.65) % F igual a multiplicacao entre
                  o valor do sensor de tensao e o
                  valor desejado de tensao na saida.
                  F=0,003*550.

H_vBoost=zpk(0.003) % Ganho do sensor de tensao

pzmap(G_vBoost) % Cria o grafico de polos e
                zeros do sistema
zpk(G_vBoost) % Cria o sistema dinamico para
              a forma de ganho de polos e zeros.
step(G_vBoost) % Gera o grafico de resposta ao
               degrau unitario
sisotool(G_vBoost) % Abre o aplicativo sisotool

% Conversor operando no sentido Buck:

% Malha interna (corrente):

g3=2*V1
B7=(R2*C1)
B8=(RC1/R2)+1

numg=[B7 B8]; % Define o numerador de G(s).
deng=[A2_b A1_b A0_b]; % Define o denominador de G(s).
H3=tf(numg,deng)
G_i2=g3*H3 % Cria e exhibe G(s).

```



```
valor desejado de tensao na saida.  
F=0,00825*200  
H_vBuck=zpk(0.00825) % Ganho do sensor de tensao  
  
pzmap(G_vBuck) % Cria o grafico de polos  
e zeros do sistema  
zpk(G_vBuck) % Cria o sistema dinamico para  
a forma de ganho de polos e zeros.  
step(G_vBuck) % Gera o grafico de resposta  
ao degrau unitario  
sisotool(G_vBuck) % Abre o aplicativo sisotool
```