

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

THIAGO HENRIQUE PASSOS

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM
CORRENTE COM INDUTOR ACOPLADO**

JOINVILLE

2024

THIAGO HENRIQUE PASSOS

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM
CORRENTE COM INDUTOR ACOPLADO**

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

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE

2024

**Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da
Biblioteca Universitária Udesc,
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Passos, Thiago Henrique

Modelagem e controle de conversor CC-CC bidirecional em corrente com indutor acoplado / Thiago Henrique Passos. -- 2024. 108 p.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2024.

1. Conversores CC-CC. 2. Modelagem. 3. Espaço de Estados. 4. Controle. 5. Indutor Acoplado. I. Oliveira, Sérgio Vidal Garcia . II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

THIAGO HENRIQUE PASSOS

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM
CORRENTE COM INDUTOR ACOPLADO**

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

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.Eng
UDESC (Presidente/Orientador)

Membros:

Prof. Jeferson Fraytag, Dr.Eng
Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC/Lages

Chrystian Lenon Remes, Dr.Eng
ClearSale S.A

Joinville, 11 de dezembro de 2024

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus, por ter me abençoado com a vida e por ter me guiado até aqui, sempre me dando forças e ânimo para suportar todos os momentos difíceis.

A minha esposa Marina, por não me deixar desanimar nos momentos de dificuldade e por estar sempre me incentivando a ser uma pessoa melhor.

Agradeço aos meus pais Charles e Ana pelo incentivo e apoio incondicional em todas as horas.

Ao meu orientador, Prof. Sérgio Vidal, pela paciência, dedicação e inestimável apoio na realização deste trabalho.

Aos professores do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE), cuja dedicação e excelência contribuíram significativamente para minha formação em eletrônica: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr. Alessandro Luiz Batschauer e Dr. Yales Rômulo de Novaes. Meu profundo agradecimento pelo conhecimento compartilhado e pela inspiração ao longo dessa jornada.

Agradeço também aos amigos do npee, Paulo Roberto, Dr. Jhon Brajhan Benites Quispe, Me. Rodrigo Heinrich e Luan Oliveira que contribuíram com sua ajuda para a realização deste trabalho. Em especial ao Dr. Luiz Carlos Gili por todo suporte na reta final da dissertação.

Agradeço à Universidade do Estado de Santa Catarina e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEEL) do Centro de Ciências Tecnológicas (CCT) pelo suporte financeiro concedido durante o primeiro ano do mestrado, por meio do Programa de Bolsas de Monitoria de Pós-Graduação (PROMOP).

“O coração do homem planeja o seu caminho, mas o senhor lhe dirige os passos“.
(Provérbios 16:9)

RESUMO

Com o aumento da demanda por fontes de energia renováveis e a necessidade de reduzir as emissões de gases de efeito estufa, bem como o crescimento dos veículos elétricos, torna-se essencial o desenvolvimento de topologias de conversores CC-CC bidirecionais que sejam eficientes e compactas. Esses conversores desempenham um papel crucial ao converter tensões CC de diferentes níveis com fluxo bidirecional de corrente, operando em malha fechada para rejeitar perturbações. Nesse sentido, este trabalho propõe a modelagem média por espaço de estados e o controle de uma nova topologia de conversor CC-CC bidirecional não-isolado com indutor acoplado. O trabalho compreende o estudo do funcionamento do conversor, discriminando suas etapas de operação. São apresentados os modelos matemáticos no sentido Buck e Boost, obtidos através de análises das suas etapas topológicas. A validação dos modelos é realizada por meio de simulações, utilizando os valores experimentais do conversor. Por meio de técnicas clássicas de controle, é desenvolvido o projeto de controladores em cascata, que são posteriormente implementados através do controle digital. Por fim, são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos com um protótipo de 600 W, validado sob perturbações de carga e de referência, cumprindo, assim, os objetivos definidos para este trabalho.

Palavras-chave: Bidirecional. Controladores PID. Modelagem. Espaço de Estados. Conversor CC-CC. Indutor acoplado. Não-isolado.

ABSTRACT

The increasing demand for renewable energy, the need to reduce greenhouse gas emissions, and the growing adoption of electric vehicles require the development of efficient and compact bidirectional DC-DC converter topologies. These converters are essential for systems that convert high DC voltages to lower DC voltages, or vice versa, while operating in closed-loop mode to reject disturbances. This work presents the study of the converter operation, detailing the operational stages. Mathematical models for the Buck and Boost configurations are shown, they are derived from analytical analysis of their topological stages. The validation of the models is performed through simulations, using the experimental values of the converter. Through classical control techniques, a cascade controller was designed, which is implemented using digital control. Finally, experimental and simulation results are presented using a 600 W prototype validated under load and reference disturbances, thereby meeting the objectives outlined for this work.

Keywords: Bidirectional. PID Controllers. Modeling. State-Space. DC-DC Converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conversor Boost.	21
Figura 2 – Conversor Buck utilizando indutor acoplado.	22
Figura 3 – Conversor Boost utilizando indutor acoplado.	23
Figura 4 – Conversor Boost utilizando indutor acoplado.	23
Figura 5 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.	24
Figura 6 – Conversor CC-CC de alto ganho de chave única.	25
Figura 7 – Conversor Buck-Boost com um indutor acoplado.	25
Figura 8 – Estrutura do conversor bidirecional CC-CC utilizando indutor acoplado. . .	26
Figura 9 – Razão cíclica na Região 1.	27
Figura 10 – 1ª etapa de operação na região 1 no MCC.	27
Figura 11 – 2ª etapa de operação na região 1 no MCC.	28
Figura 12 – Principais forma de onda Região 1 do MCC.	28
Figura 13 – Razão cíclica na Região 2.	29
Figura 14 – 1ª etapa de operação na região 2 no MCC.	29
Figura 15 – 2ª etapa de operação na região 2 no MCC.	30
Figura 16 – Principais formas de onda Região 2 do MCC.	30
Figura 17 – Razão cíclica na Região 3.	31
Figura 18 – 1ª etapa de operação na região 3 no MCC.	31
Figura 19 – 2ª etapa de operação na região 3 no MCC.	32
Figura 20 – Principais formas de onda Região 3 do MCC.	32
Figura 21 – Razão cíclica na Região 4.	33
Figura 22 – 1ª etapa de operação na região 4 no MCC.	33
Figura 23 – 2ª etapa de operação na região 4 no MCC.	34
Figura 24 – Principais formas de onda Região 4 do MCC.	34
Figura 25 – Razão cíclica na Região 5.	35
Figura 26 – 1ª etapa de operação na região 5 no MCC.	35
Figura 27 – 2ª etapa de operação na região 5 no MCC.	36
Figura 28 – Principais formas de onda Região 5 do MCC.	36
Figura 29 – Razão cíclica na Região 6.	37
Figura 30 – 1ª etapa de operação na região 6 no MCC.	37
Figura 31 – 2ª etapa de operação na região 6 no MCC.	38
Figura 32 – Principais formas de onda Região 6 do MCC.	38
Figura 33 – 1ª etapa de operação na região 4 no MCC.	44
Figura 34 – 2ª etapa de operação na região 4 no MCC.	46
Figura 35 – Resposta em frequência da planta $\hat{v}_o(s)/d(s)$ e o circuito simulado.	49
Figura 36 – Resposta em frequência da planta $\hat{i}_L(s)/d(s)$ e o circuito simulado.	50
Figura 37 – 1ª etapa de operação na região 2.	51

Figura 38 – 2ª etapa de operação na região 2.	53
Figura 39 – Resposta em frequência da planta $\hat{v}_o(s)/d(s)$ e o circuito simulado.	56
Figura 40 – Resposta em frequência da planta $\hat{i}_L(s)/d(s)$ e o circuito simulado.	57
Figura 41 – Diagrama de Blocos de controle.	58
Figura 42 – Diagrama de Blocos de controle.	59
Figura 43 – Diagrama de Blocos de controle.	60
Figura 44 – Procedimento para projeto dos controladores de corrente e tensão.	61
Figura 45 – Diagrama de conexões entre os componentes do protótipo.	62
Figura 46 – Diagrama de Bode de $G_i(s)$, $C_i(s)$ e $G_{ilcomp}(s)$	64
Figura 47 – Diagrama de Bode de $G_{vil}(s)$, $C_{vil}(s)$ e $G_{vilcomp}(s)$	66
Figura 48 – Diagrama de Bode de $G_i(s)$, $C_i(s)$ e $G_{ilcomp}(s)$	67
Figura 49 – Diagrama de Bode de $G_{vil}(s)$, $C_{vil}(s)$ e $G_{vilcomp}(s)$	68
Figura 50 – Protótipo utilizado.	70
Figura 51 – Formas de onda do Conversor sentido Boost.	71
Figura 52 – Degraus de referência consecutivos.	72
Figura 53 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de aumento de tensão.	73
Figura 54 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de aumento de tensão (simulação).	73
Figura 55 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L2} durante o degrau de aumento de tensão (simulação).	74
Figura 56 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de diminuição de tensão.	74
Figura 57 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de diminuição de tensão(simulação).	75
Figura 58 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L2} durante o degrau de aumento de tensão(simulação).	75
Figura 59 – Degrau de aumento e retirada de 40% de carga.	76
Figura 60 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de tensão.	77
Figura 61 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de corrente.	77
Figura 62 – Degrau de aumento de carga de 40%	78
Figura 63 – Degrau de retirada de carga de 40% simulação de tensão.	78
Figura 64 – Degrau de retirada de carga de 40% simulação de corrente.	79
Figura 65 – Degrau de retirada de carga de 40%	79
Figura 66 – Formas de onda do Conversor sentido Buck.	80
Figura 67 – Degraus de referência consecutivos.	81
Figura 68 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de aumento de tensão.	82
Figura 69 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de aumento de tensão(simulação).	82
Figura 70 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L1} durante o degrau de aumento de tensão(simulação).	83

Figura 71 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de diminuição de tensão.	83
Figura 72 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de diminuição de tensão(simulação).	84
Figura 73 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L1} durante o degrau de diminuição de tensão(simulação).	84
Figura 74 – Degrau de aumento e retirada de carga de 40%	85
Figura 75 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de tensão.	86
Figura 76 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de corrente.	86
Figura 77 – Degrau de aumento de carga de 40%	87
Figura 78 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de tensão.	87
Figura 79 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de corrente.	88
Figura 80 – Degrau de retirada de carga de 40%.	88
Figura 81 – Protótipo utilizado.	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de projeto.	48
Tabela 2 – Parâmetros de projeto.	54
Tabela 3 – Tempos de acomodação no degrau de referência.	72
Tabela 4 – Tempo de acomodação de degrau de carga e ΔV	76
Tabela 5 – Tempo de acomodação degrau de referência.	81
Tabela 6 – Tempo de acomodação degrau de carga e ΔV	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EMI	Electromagnetic interference
HEV	Hybrid eletric Vehicle - Veículo Elétrico Híbrido
FC	Fuel Cell - Célula combustível
EV	Eletric Vehicle - Veículo Elétrico
UPS	Uninterruptible Power Supply- Fontes de alimentação ininterrupta
CC	Corrente contínua
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
LTI	Linear Time-Invariant - Sistemas Lineares Invariantes no Tempo
LTP	Linear Time Periodic - Sistemas Lineares Periódicos no Tempo
PWM	Modulação por Largura de Pulso - Pulse Width Modulation
AD	Analógico-Digital
PID	Compensador Proporcional-Integral-Derivativo
MF	Margem de Fase

LISTA DE SÍMBOLOS

L_1	indutância do primário
L_2	indutância do secundário
E_1	Fonte de alimentação 1
S_1	Interruptor 1
D	Razão cíclica
D_1	Diodo 1
T_S	Período
n	relação de transformação
C_1	Capacitor 1
i_o	Corrente de Saída
v_{L1}	Tensão sobre o indutor L_1
v_{C1}	Tensão sobre o capacitor C_1
r_{L1}	Resistência série do indutor L_1
i_{L1}	Corrente através do indutor L_1
i_{Lm}	Corrente de magnetização do indutor
v_{Lm}	Tensão de magnetização do indutor
Δt	Intervalo de tempo
G_s	Matriz de transferência
G_{vo}	Planta v_o/d
$G_{vilcomp}$	Planta v_o/i_L compensada
G_{ilcomp}	Planta i_L/d compensada
G_i	Planta i_L/d
H_i	Ganho do sensor de corrente
H_v	Ganho do sensor de tensão
V_{ref}	Tensão de referência
C_i	Compensador de corrente
G_{at}	atraso computacional
f_c	frequência de cruzamento por zero
T_a	Período de amostragem
T_s	Período de comutação

K_p	Ganho Proporcional
K_i	Ganho do Integrador
ΔV	Variação de tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	18
1.2	ESTRUTURA DO TRABALHO	19
2	CONVERSORES CC-CC	20
2.1	ESTADO DA ARTE	20
2.1.1	Indutor Acoplado	20
2.1.2	Conversor <i>Buck</i> com indutor acoplado	21
2.1.3	Conversor Boost com indutor acoplado	22
2.1.4	Conversor CC-CC intercalado com indutor acoplado	23
2.1.5	Conversor CC-CC de alto ganho de chave única	24
2.1.6	Conversor Buck-Boost com um indutor acoplado	25
2.2	ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL	26
2.3	ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 1 . . .	27
2.3.1	Primeira etapa	27
2.3.2	Segunda Etapa	27
2.4	ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 2 . . .	29
2.4.1	Primeira etapa	29
2.4.2	Segunda etapa	29
2.5	ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 3 . . .	31
2.5.1	Primeira etapa	31
2.5.2	Segunda etapa	31
2.6	ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 4 . . .	33
2.6.1	Primeira etapa	33
2.6.2	Segunda etapa	33
2.7	ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 5 . . .	35
2.7.1	Primeira etapa	35
2.7.2	Segunda etapa	35
2.8	ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 6 . . .	37
2.9	CONCLUSÃO	39
3	MODELAGEM	40
3.1	REPRESENTAÇÃO POR ESPAÇO DE ESTADOS	40
3.1.1	Variáveis de Estado	40
3.1.2	Modelos Médios no espaço de estados	41
3.1.3	Linearização	42
3.1.4	Modelagem do conversor	43

3.2	MODELAGEM NO MODO DE OPERAÇÃO BUCK	43
3.2.1	Análise quantitativa das etapas de operação	44
3.2.2	Primeira etapa	45
3.2.3	Segunda etapa	46
3.2.4	Validação dos Modelos do Conversor no Modo de Operação Buck	47
3.3	MODELAGEM NO MODO DE OPERAÇÃO BOOST	51
3.3.1	Análise quantitativa das etapas de operação	51
3.3.2	Primeira etapa	52
3.3.3	Segunda etapa	53
3.3.4	Validação dos Modelos Boost	54
3.4	CONCLUSÃO	57
4	PROJETO DE CONTROLE	58
4.1	TÉCNICAS DE CONTROLE	58
4.1.1	Controladores PI discretos	59
4.2	DIRETRIZES PARA O PROJETO DE CONTROLADORES	59
4.3	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE	59
4.4	CONSIDERAÇÕES ACERCA DA IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL.	62
4.5	PROJETO DE CONTROLADORES NO SENTIDO <i>BUCK</i>	63
4.5.1	Projeto de controlador de corrente	63
4.5.2	Projeto de controlador de tensão	64
4.6	PROJETO DE CONTROLADORES NO SENTIDO <i>BOOST</i>	65
4.6.1	Projeto de controlador de corrente	65
4.6.2	Projeto de controlador de tensão	67
4.7	CONCLUSÃO	69
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	70
5.1	RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO BOOST .	70
5.2	RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO BUCK . .	80
6	CONCLUSÃO GERAL E PERSPECTIVAS FUTURAS	89
	REFERÊNCIAS	91
	APÊNDICES	94
	APÊNDICE A – MODELOS MATEMÁTICOS SIMBÓLICOS	95
A.1	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA IL/D BOOST	95
A.2	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA VO/D BOOST	96
A.3	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA IL/D BUCK	97
A.4	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA VO/D BUCK	98

	APÊNDICE B – CÓDIGO UTILIZADO PARA CÁLCULO DE MO-	
	DELOS MÉDIOS POR ESPAÇO DE ESTADO	100
B.1	CÓDIGO PARA O MODO DE OPERAÇÃO 2	100
B.2	CÓDIGO PARA O MODO DE OPERAÇÃO 4	102
	APÊNDICE C – CÓDIGO PARA O CONTROLE	106
C.1	FOTO PROTÓTIPO	107

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, é visível o esforço da indústria de eletrônica de potência para buscar conversores que maximizem a eficiência, ofereçam maior versatilidade, alta densidade de potência e baixo custo para aplicações em veículos elétricos (EV) e dispositivos móveis, minimizando o peso e maximizando a autonomia. Em uma estrutura tradicional de EV, a tensão proveniente da célula da bateria é elevada por meio de um conversor CC-CC para o módulo inversor. Um sistema de alimentação de célula de combustível (FC) para veículos elétricos híbridos (HEV) consiste em pilhas de células de combustível, um conversor unidirecional elevador, um inversor, pacotes de bateria e um conversor CC-CC bidirecional. Às vezes, essas etapas CC-CC exigem uma topologia que utiliza um elemento magnético volumoso, como um transformador, aumentando os custos, o peso e diminuindo a eficiência do conversor. Outra solução que confere alto ganho de tensão é o uso de indutores acoplados, que, em comparação com um transformador isolado, oferece menores perdas de condução (Rosa et al., 2017).

O uso de indutores acoplados geralmente apresenta limitações práticas em sua construção, que afetam o funcionamento do conversor, causando picos de alta tensão nos interruptores durante seu desligamento devido às indutâncias de dispersão. Isso é especialmente problemático em aplicações onde a tensão de entrada é baixa e a tensão de saída é alta, exigindo uma alta relação de espiras, o que aumenta a tensão aplicada nos semicondutores e reduz a eficiência. Para minimizar esse problema, pode-se aplicar um *snubber* dissipativo para reduzir perdas e mitigar o pico de tensão nos dispositivos. Alguns autores (Wu; Salam, 2017; Chen et al., 2017; Wu et al., 2008; Jianga et al., 2013) utilizam capacitores e interruptores auxiliares para transferir a energia armazenada na indutância de dispersão e proporcionar uma comutação suave.

A maioria das aplicações envolvendo conversores CC-CC possui fluxo de potência unidirecional, com energia fluindo da fonte para a carga (Hanselman, 2003; Fang et al., 2016). No entanto, há diversas aplicações como em veículos elétricos (EVs) e elétricos híbridos (HEVs), fontes de alimentação ininterrupta (UPS), sistema de energia eólica e solar, telecomunicações, tecnologia aeroespacial, carregadores de bateria e etc, que exigem o uso de outro sistema de conversão que não seja apenas unidirecional. Portanto, essas aplicações necessitam de um conversor com capacidade de transferência de energia bidirecional.

Neste contexto, foi proposto por (Rosa, 2019; Rosa et al., 2017; Rosa et al., 2019) a topologia de um conversor CC-CC com indutor acoplado, apresentada na Figura 8. A topologia traz consigo o desafio de um novo modelo dinâmico a ser obtido. Deste modo, o objetivo deste trabalho é apresentar os modelos matemáticos que descrevem a dinâmica do conversor e, posteriormente, a validação do conversor operando em malha fechada.

1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

O objetivo geral desta dissertação é obter os modelos matemáticos que descrevem a dinâmica do conversor CC-CC estudado, a fim de validar, posteriormente, a operação do

conversor em malha fechada. Para atingir esse objetivo, será aplicada a modelagem por valores médios no espaço de estados. Para tanto, são estabelecidas as seguintes diretrizes:

- Revisar detalhadamente o funcionamento do conversor CC-CC, enfatizando conceitos básicos, tais como: etapas de operação e a estrutura da topologia.
- Obtenção e validação dos modelos matemáticos que descrevem a dinâmica do conversor.
- Controlar o conversor em malha fechada e validar o mesmo com perturbações de carga e mudança de referência.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

A dissertação é organizada da seguinte forma:

- No capítulo 2 são apresentadas as topologias de conversores CC-CC encontradas na literatura, são discutidas também as vantagens e desvantagens do uso do indutor acoplado e, por fim, a análise teórica da topologia escolhida;
- No capítulo 3 é abordada a modelagem do conversor por valores médios no espaço de estados e validação dos modelos obtidos;
- No capítulo 4 é descrito o procedimento de projeto de controladores e a técnica adotada;
- No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos;
- No capítulo 6, são discutidas as conclusões obtidas;

2 CONVERSORES CC-CC

Neste capítulo, são apresentadas as topologias de conversores CC-CC descritas na literatura, que são semelhantes ao conversor empregado ou que integram o indutor acoplado em sua estrutura. Também são discutidos os benefícios e limitações associados ao uso do indutor acoplado.

2.1 ESTADO DA ARTE

Nesta seção são apresentados os conceitos envolvendo o Indutor acoplado, o Conversor Buck com indutor acoplado, o Conversor Boost com indutor acoplado, Conversor CC-CC intercalado com indutor acoplado, Conversor CC-CC de alto ganho de chave única e o Conversor Buck-Boost com indutor acoplado.

2.1.1 Indutor Acoplado

As topologias de conversores isolados, como o Flyback, utilizam indutor acoplado. A utilização do elemento magnético em sua estrutura visa garantir isolamento galvânica e fornecer elevados ganhos de tensão, através da relação de espiras escolhida. No entanto, a utilização deste tipo de elemento magnético acarreta desvantagens como sobretensões sobre os interruptores e diodos de saída, alto nível de perdas no núcleo, interferência eletromagnética (EMI), volume e peso consideráveis (FENG, 2016).

De acordo com (Jalilzadeh et al., 2018), conversores que possuem em sua estrutura transformadores de alta frequência possuem etapas dentro de um período, em que não há a transferência de energia para a carga, o que reduz a eficiência do conversor. Portanto, é relevante destacar a importância dos conversores CC-CC não isolados. Essas topologias são atraentes, pois não necessitam de transformadores, o que possibilita ganhos significativos em termos de aumento de tensão, além de redução de peso e volume.

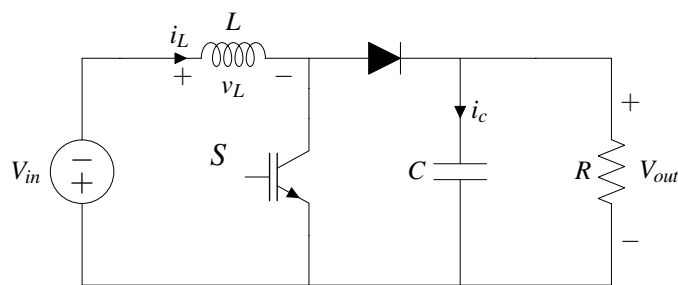
Na literatura, o conversor Boost, apresentado na Figura 1, pode atingir ganho de tensão teórico ilimitado operando em razões cíclicas maiores do que 0,8 (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Todavia, o diodo operando nessas condições possui tempo reduzido para transitar entre condução e bloqueio, quando comparado a razões cíclicas menores. Deste modo, o diodo passará a conduzir por um intervalo de tempo maior, causando esforços de tensão e corrente maiores sobre o diodo, adicionando perdas ao conversor (REVATHI; PRABHAKAR, 2016).

Elementos magnéticos como o indutor acoplado podem ser utilizados em conversores CC-CC. Ao ajustar a relação de transformação do conversor entre os enrolamentos, é possível aumentar o ganho estático de tensão, considerando a razão cíclica, as sobretensões nos semicondutores e os desafios encontrados em uma relação de transformação elevada.

Os indutores acoplados se diferem dos transformadores tanto pelos aspectos construtivos

quanto operacionais. Os indutores acoplados são elementos que armazenam energia durante a razão cíclica na DT_s , liberam energia no seu período complementar $1 - DT_s$, ao passo que os transformadores são dispositivos que transferem potência escalonada ou não, além de possuir isolamento galvânica. Nos indutores acoplados, a potência instantânea de entrada não é a mesma de saída para um dado instante de tempo, por outro lado, os transformadores possuem fluxo de potência contínuo. Outro ponto a ser destacado é a presença de entreferro nos indutores acoplados, devido à necessidade de armazenamento de energia, já nos transformadores não há entreferro (MULANI; SHEWALE; PAWAR, 2017).

Figura 1 – Conversor Boost.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Há de se destacar uma importante distinção entre os dispositivos supracitados, a relação entre as correntes no indutor acoplado é determinada pelo circuito do conversor e a energia armazenada se ajusta de acordo com as correntes exigidas pelo circuito. Já nos transformadores, essa relação é determinada pela relação de transformação obtida (WITULSKI, 1995).

2.1.2 Conversor Buck com indutor acoplado

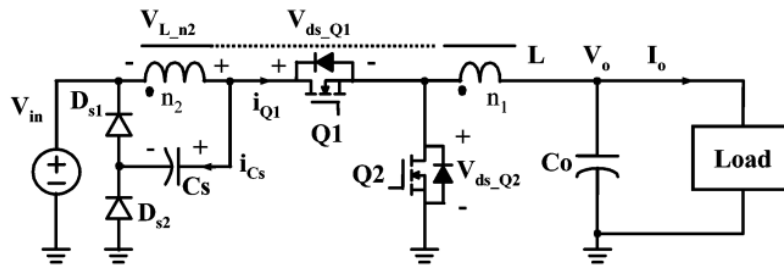
O conversor Buck é amplamente utilizado como um conversor abaixador de tensão em aplicações onde não há necessidade de isolamento galvânico. Este tipo de conversor é particularmente eficaz em situações que envolvem cargas com alta demanda de corrente e baixa tensão. Para melhorar a eficiência do circuito, especialmente em sistemas que exigem altas correntes, um MOSFET (*Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico*) pode ser utilizado como substituto do diodo de roda livre. O uso do MOSFET reduz significativamente as perdas de condução associadas ao diodo tradicional, resultando em maior eficiência.

O circuito resultante, denominado conversor Buck síncrono, apresenta vantagens em relação ao conversor Buck tradicional. No conversor síncrono, o MOSFET é acionado de maneira a fornecer uma condução mais eficiente, especialmente em altas correntes, pois ele tem uma resistência de condução significativamente menor do que um diodo, o que diminui as perdas. Essa melhoria contribui para um desempenho superior, particularmente em sistemas de alimentação de fontes de alimentação de telecomunicações e outros dispositivos sensíveis ao consumo de energia.

Devido à simplicidade de sua topologia e ao baixo custo de implementação, o conversor Buck, tanto em sua versão tradicional quanto síncrona, continua sendo uma solução predominante no mercado de fontes de alimentação, especialmente para telecomunicações e outras aplicações em que a eficiência energética é crucial.

A principal desvantagem desta topologia é a operação em razão cíclica baixa, apresentando baixa eficiência. Uma alta corrente requerida pela carga gera uma alta corrente através de Q_1 , tornando as perdas no interruptor significativas. Outro ponto a ser destacado é a necessidade do Q_2 suportar elevada tensão, semicondutores como MOSFET escolhidos para operar em elevadas tensões implicam em valores altos de resistência R_{dson} e um diodo intrínseco ao corpo do MOSFET de baixa eficiência. Em vista destes fatos, as perdas por condução e a perda por recuperação reversa do diodo aumentam drasticamente as perdas (Yao et al., 2005).

Figura 2 – Conversor Buck utilizando indutor acoplado.



Fonte: (Yao et al., 2005).

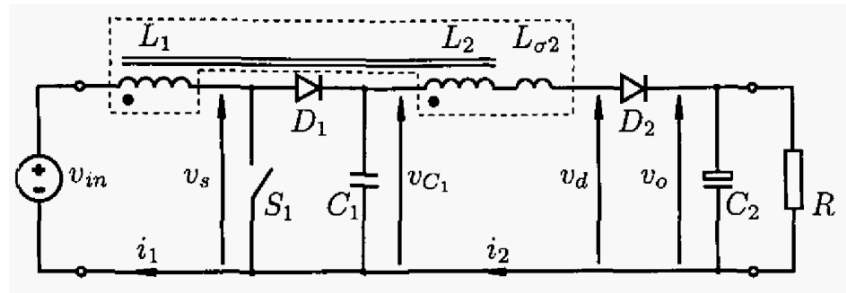
2.1.3 Conversor Boost com indutor acoplado

A topologia descrita na Figura 3 é chamada de conversor duplo Boost com indutor acoplado. Este conversor pode ser derivado de dois conversores Boost em cascata. O primeiro é composto por L_1 , C_1 e o diodo D_1 e o segundo composto por L_2 , C_2 e o diodo D_2 . Entretanto, o interruptor do segundo Boost é retirado e um acoplamento magnético é adicionado entre os indutores do primeiro e segundo estágio. Este conversor introduz um circuito de grameamento, através de D_1 e C_1 , para atenuar os picos de tensão causados pela indutância de dispersão intrínseca ao indutor acoplado (SYPE, 2005).

As principais vantagens deste conversor são seu elevado ganho, alto rendimento, um interruptor, apenas um indutor, número de componentes reduzidos e topologia simples.

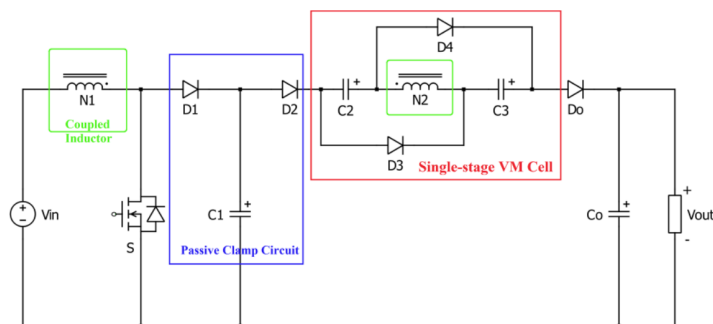
Em (Premkumar et al., 2020), é proposto um novo conversor baseado na topologia boost, semelhante à descrita na Figura 3. A estrutura é composta por um indutor acoplado, um único interruptor, capacitores e diodos utilizados nas células multiplicadoras de tensão (VM - *Voltage Multiplier*), além de um circuito de grameamento passivo. O capacitor de retenção (C_1) recupera a energia liberada pela indutância de dispersão do indutor acoplado. O indutor acoplado auxilia no carregamento dos capacitores das células VM para aumentar o ganho de tensão do conversor. O conversor é ilustrado na Figura 4.

Figura 3 – Conversor Boost utilizando indutor acoplado.



Fonte: (SYPE, 2005).

Figura 4 – Conversor Boost utilizando indutor acoplado.



Fonte: (Premkumar et al., 2020).

A energia da indutância de dispersão do indutor acoplado é armazenada no capacitor C_1 , o que ajuda a reduzir a sobretensão no MOSFET. Na topologia deste conversor, os capacitores são carregados em paralelo por um indutor acoplado e descarregados em série para aumentar a tensão de saída. As principais características do conversor apresentado são as seguintes:

- A energia da indutância de dispersão é armazenada no capacitor de grampeamento e reciclada, reduzindo as perdas e prevenindo picos de tensão.
- O ganho de tensão é alcançado por meio das técnicas de indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão (VM).
- A redução sobretensão no MOSFET permite a seleção de um interruptor com baixa classificação de tensão e baixa resistência em estado de condução.

2.1.4 Conversor CC-CC intercalado com indutor acoplado

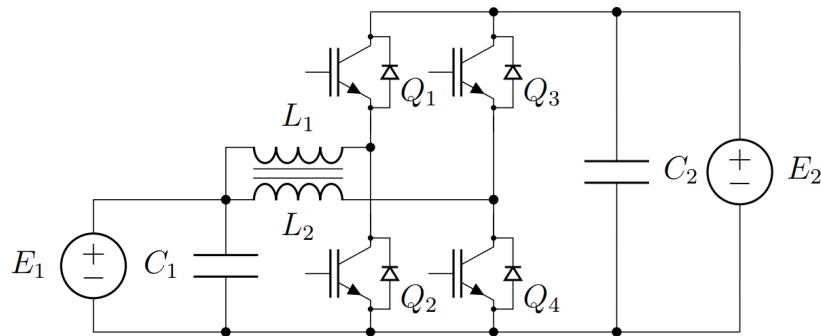
Em (Yang et al., 2015) é proposto o uso do indutor acoplado em conversores intercalados. Nesta topologia, existem pelo menos duas células de comutação em um conversor, e as duas células de comutação comutam com um desfasamento de 180° . Isso resulta em uma corrente de ondulação de saída pequena (em conversores Buck) ou uma corrente de ondulação de entrada pequena (em conversores Boost). Além disso, a corrente é compartilhada por duas células, o

que permite que a espessura dos enrolamentos de cobre seja menor. Isso facilita a fabricação e permite o uso de semicondutores com requisitos de corrente nominal mais baixos, o que proporciona um melhor gerenciamento térmico dos semicondutores e uma maior frequência de comutação para reduzir as indutâncias.

Indutores acoplados foram propostos para conversores CC-CC intercalados a fim de reduzir o custo e aumentar a densidade de potência dos componentes magnéticos (Yang et al., 2015). O conversor Buck intercalado de duas fases pode reduzir significativamente a ondulação da corrente de saída. À medida que o número de fases intercaladas aumenta, uma ondulação muito menor da corrente de saída pode ser alcançada (Zhu, 2011; Pit-Leong, 2001). Por outro lado, para manter a mesma ondulação de corrente de saída que o conversor de fase única, as indutâncias L_1 e L_2 podem ser reduzidas. A redução da indutância é especialmente importante durante um transiente de carga, pois o conversor CC-CC pode responder mais rapidamente (Lee, 2013). No entanto, a desvantagem é o aumento da ondulação da corrente no indutor. Uma grande ondulação da corrente no indutor diminui a eficiência do conversor.

Para reduzir a ondulação da corrente no indutor, bem como a ondulação da corrente de saída, os dois indutores devem ser acoplados de alguma forma. Até o momento, muitos esforços de pesquisa foram realizados em conversores CC-CC intercalados usando indutores acoplados (Lee, 2013). Na Figura 5, é possível observar a topologia proposta.

Figura 5 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.



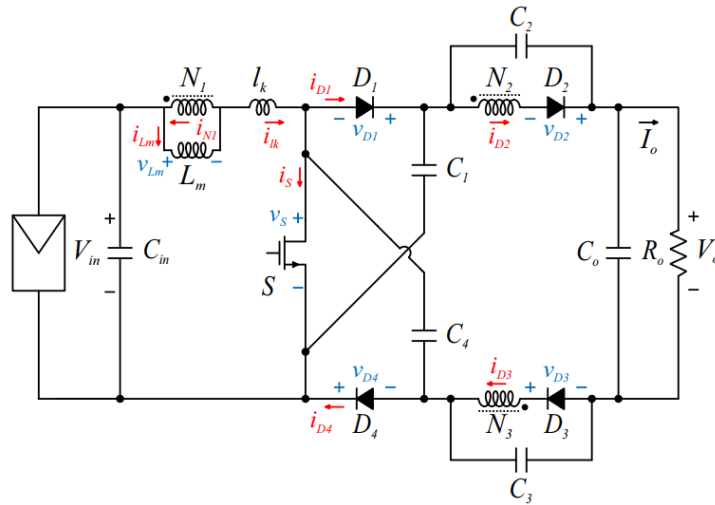
Fonte: (Barrozo et al., 2010).

2.1.5 Conversor CC-CC de alto ganho de chave única

Em (V.C.Pereira et al., 2021) é proposto um conversor CC-CC de alta elevação com um único interruptor. A nova topologia é caracterizada por um indutor acoplado com três enrolamentos e dois módulos simétricos. Células SC (*Switched Capacitor*) são posicionadas no meio dos circuitos para aumentar o nível de tensão de saída com baixo estresse de tensão em todos os componentes, permitindo o uso de semicondutores com baixo $R_{DS(on)}$. Além disso, a topologia proposta pode minimizar as perdas de recuperação reversa através dos diodos devido à comutação em corrente zero na transição de desligamento. Os resultados obtidos em (V.C.Pereira et al., 2021) demonstraram que o conversor proposto alcança alta elevação de tensão e apresenta

desempenho aceitável. O conversor é apresentado na Figura 6.

Figura 6 – Conversor CC-CC de alto ganho de chave única.

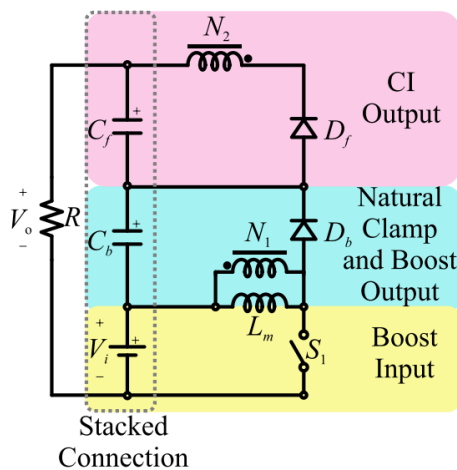


Fonte: (V.C.Pereira et al., 2021).

2.1.6 Conversor Buck-Boost com um indutor acoplado

A topologia proposta em (Toebe; Faistel; Andrade, 2021) pode alcançar um alto ganho de tensão por meio da combinação de um conversor Buck-Boost com um indutor acoplado. A configuração do conversor permite a obtenção de um circuito de grameamento de tensão natural para o interruptor, recuperando a energia armazenada na indutância de dispersão do indutor acoplado. Além disso, o conversor possibilita condições de comutação suave, ou seja, comutação em corrente zero (ZCS- *Zero Current Switching*) para os diodos e quase ZCS para o interruptor ativo. Segundo o autor, o conversor proposto se destaca por utilizar um número reduzido de componentes e por possuir uma conexão de referência comum entre a entrada e a saída. O conversor é apresentado na Figura 7.

Figura 7 – Conversor Buck-Boost com um indutor acoplado.



Fonte: (Toebe; Faistel; Andrade, 2021).

2.2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL

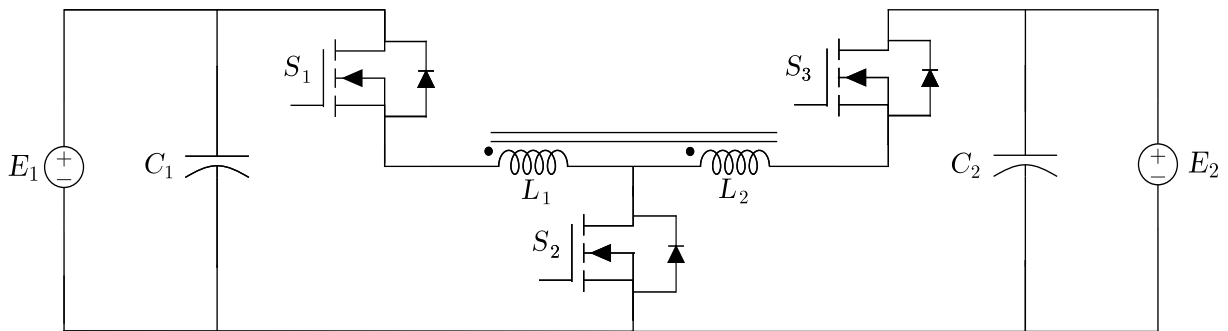
A topologia referenciada na Figura 8 e proposta por (Rosa, 2019; Rosa et al., 2017; Rosa et al., 2019), que está sob patente *BR1020180100190B1*, concedida em 04/06/2024, é constituída por três interruptores S_1 , S_2 e S_3 , dois capacitores C_1 e C_2 e um indutor composto por dois enrolamentos acoplados, sendo eles L_1 e L_2 e, por fim, dois barramentos CC E_1 e E_2 .

Ao analisar a topologia, é possível notar que o interruptor S_2 permite ao conversor operar de forma bidirecional. Ao combinar os interruptores, é possível criar seis regiões de operação distintas, sendo que três são diretas, ou seja, o fluxo de potência de E_1 para E_2 , e as outras três são reversas, ou seja, a transferência de potência é feita do barramento E_2 para E_1 .

Ao separar as regiões operacionais, verifica-se que as regiões 1, 2 e 3 operam de forma direta, ao passo que 4, 5 e 6 operam de forma inversa. As regiões 1 e 4 apresentam características abaixadoras, 2 e 5 são consideradas elevadoras e, por fim, 3 e 6 são consideradas elevadoras e abaixadoras.

É importante notar que o conversor opera em dois quadrantes de corrente, mantendo a tensão constante e positiva. No entanto, a corrente pode assumir valores positivos e negativos em cada uma das fontes, sem a possibilidade de reversão.

Figura 8 – Estrutura do conversor bidirecional CC-CC utilizando indutor acoplado.



Fonte: Adaptado de (Rosa, 2019; Rosa et al., 2017; Rosa et al., 2019).

É evidente que se atribui a essa topologia a vantagem da simplicidade, ao passo que é composta de apenas três interruptores e torna possível a operação em até seis regiões. Outro ponto positivo é que o ganho estático é dependente da relação de transformação, sendo assim, é possível elevar o ganho de acordo com a aplicação.

Como mencionado na seção 2.1.1, a utilização do indutor acoplado implica na presença de indutância de dispersão, o que gera esforços de tensão nos semicondutores e, conseqüentemente, a necessidade de circuitos grampeadores. Esses circuitos, que podem ser dissipativos, adicionam perdas ao conversor, reduzindo seu rendimento. Outro aspecto a ser destacado é a necessidade de utilizar circuitos de comando isolados para o acionamento dos interruptores S_1 e S_2 .

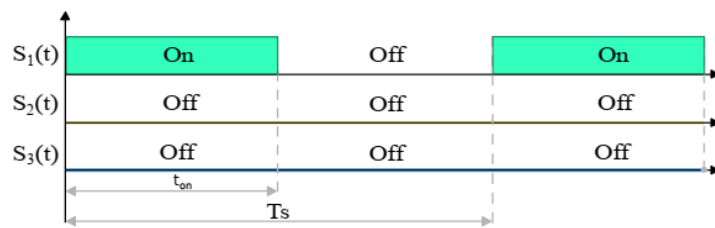
A relação de transformação do indutor acoplado é expressa como a razão entre o número de espiras do enrolamento primário, n_1 , e o número de espiras do enrolamento secundário, n_2 , conforme a equação:

$$n = \frac{n_2}{n_1} \quad (1)$$

2.3 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 1

Na Figura 9 é apresentada a estratégia de comando para esta etapa de operação, sendo apenas o interruptor S_1 comandado a conduzir. Nesta região, o sentido de fluxo de potência é direto, ou seja, E_1 para E_2 , sendo do tipo abaixadora.

Figura 9 – Razão cíclica na Região 1.

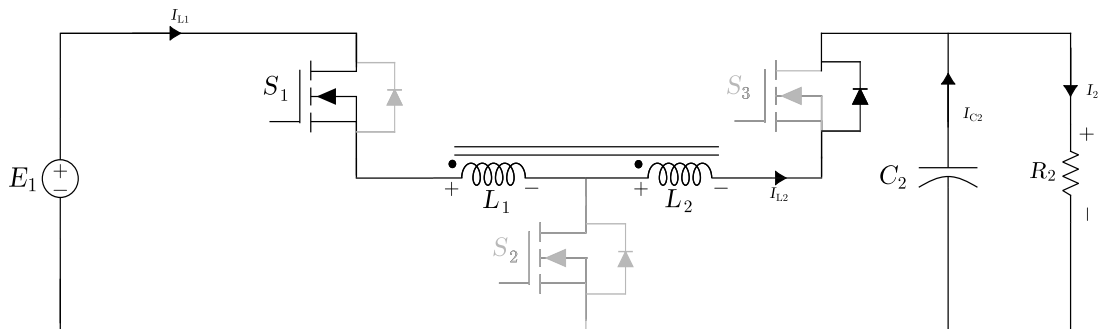


Fonte: (Rosa, 2019).

2.3.1 Primeira etapa

Na Figura 10 é demonstrada a primeira etapa de operação, tendo início quando o interruptor S_1 entra em condução, a corrente fornecida pela fonte E_1 circula através de S_1, L_1, L_2 e pelo diodo em antiparalelo de S_3 , entregando assim energia à carga. As tensões sobre os enrolamentos L_1 e L_2 , são $(E_1 - E_2)/(1 + n)$ e $(E_1 - E_2)/(1 + \frac{1}{n})$.

Figura 10 – 1ª etapa de operação na região 1 no MCC.



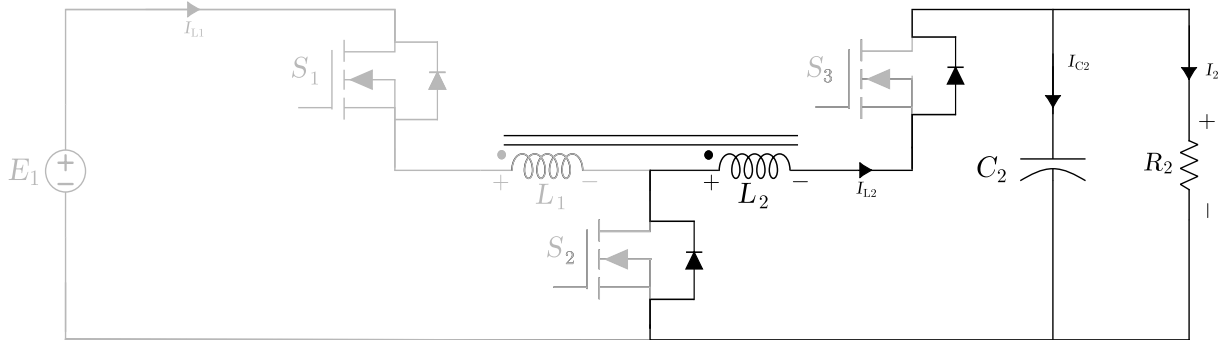
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

2.3.2 Segunda Etapa

Nesta segunda etapa de operação, o interruptor S_1 é comandado a abrir, permitindo que a energia armazenada na indutância durante a etapa anterior mantenha o fluxo de corrente através dos diodos dos interruptores S_2 e S_3 . As tensões nos enrolamentos L_1 e L_2 são, respectivamente,

$-\frac{E_2}{n}$ e $-nE_2$. No entanto, a corrente circula apenas pelo enrolamento secundário L_2 , como ilustrado na Figura 11.

Figura 11 – 2ª etapa de operação na região 1 no MCC.

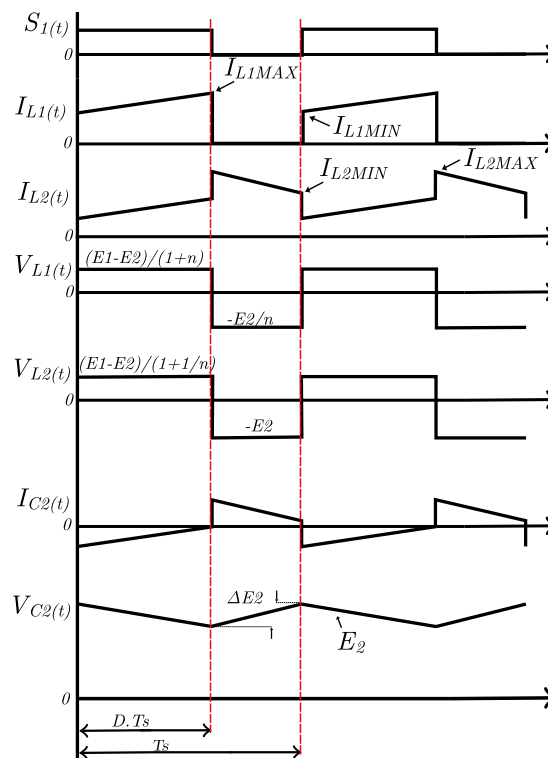


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

A Figura 12 apresenta as formas de onda do conversor operando na região 1 em modo de condução contínua. A expressão que descreve o ganho estático do conversor na região 1 do MCC, é apresentada na equação (2).

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{nD}{1+n-D} \quad (2)$$

Figura 12 – Principais forma de onda Região 1 do MCC.

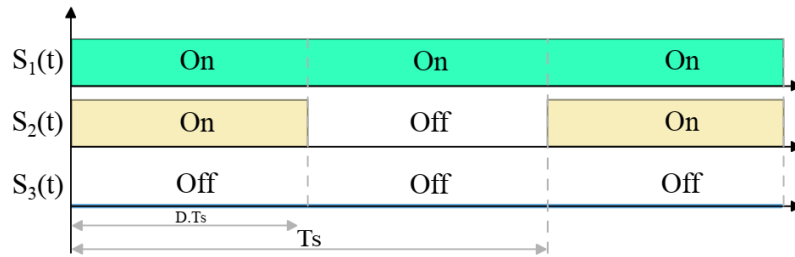


Fonte: Adaptado de (Rosa, 2019).

2.4 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 2

Na Figura 13 é possível observar a estratégia de comando para esta etapa de operação, o interruptor S_1 e S_2 são comandados a conduzir. Nesta região, o sentido de fluxo de potência é direto, ou seja, E_1 para E_2 , sendo do tipo elevador.

Figura 13 – Razão cíclica na Região 2.

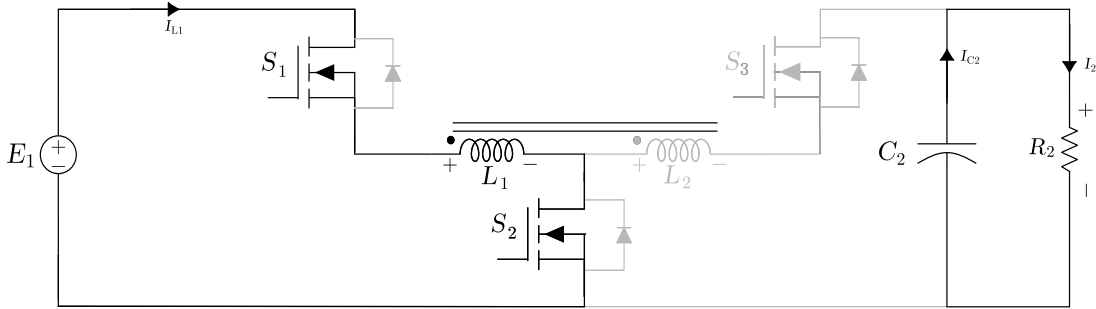


Fonte: (Rosa, 2019).

2.4.1 Primeira etapa

Nesta primeira etapa de operação ($0 \rightarrow DT_s$), inicia-se quando o interruptor S_2 é acionado, S_1 mantém-se em nível lógico alto por todo o período. Deste modo, a corrente passa a fluir através de L_1 , armazenando energia no enrolamento do primário. Durante esse período não existe fluxo de corrente em L_2 . As tensões sobre os enrolamentos L_1 e L_2 , são E_1 e nE_2 , respectivamente. Esta etapa é ilustrada pela Figura 14.

Figura 14 – 1ª etapa de operação na região 2 no MCC.

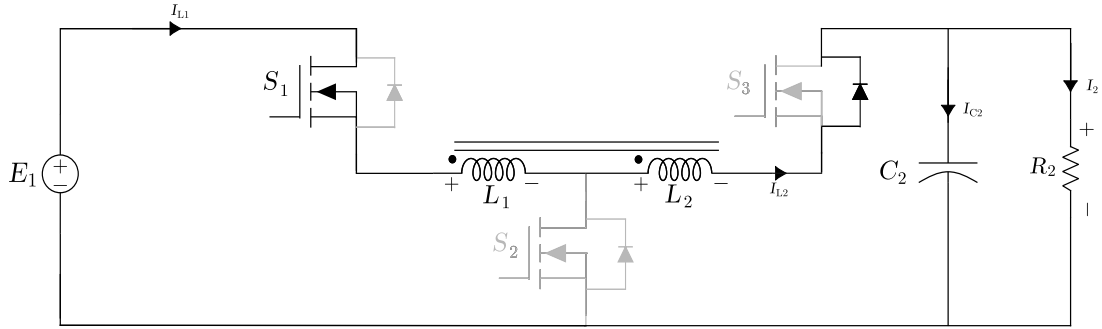


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

2.4.2 Segunda etapa

Por conseguinte, a segunda etapa tem duração de $(DT_s \rightarrow T_s)$, o interruptor S_2 é desligado, alterando o fluxo de corrente em direção à carga, o diodo em paralelo com S_3 possibilita a energia armazenada em L_1 ser transferida para a saída. As tensões sobre os enrolamentos L_1 e L_2 , são $(E_1 - E_2)/(1 + n)$ e $(E_1 - E_2)/(1 + \frac{1}{n})$, respectivamente.

Figura 15 – 2ª etapa de operação na região 2 no MCC.

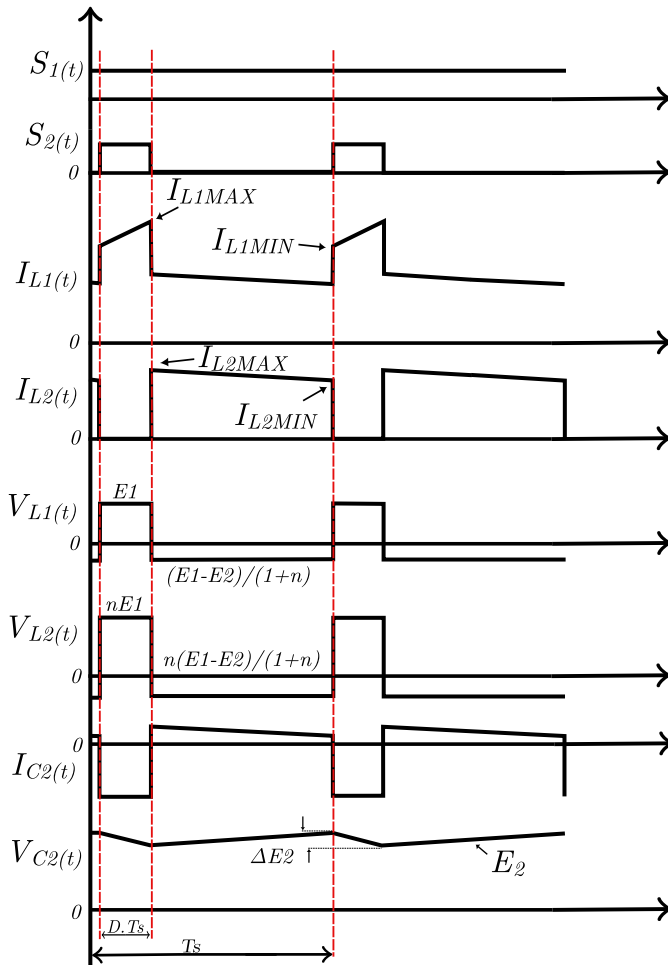


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na Figura 16 são apresentadas as formas de onda do conversor operando na região 2, em modo de condução contínua. A expressão que descreve o ganho estático do conversor na região 2 do MCC, é apresentada na equação (3).

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{1 + nD}{1 - D} \quad (3)$$

Figura 16 – Principais formas de onda Região 2 do MCC.

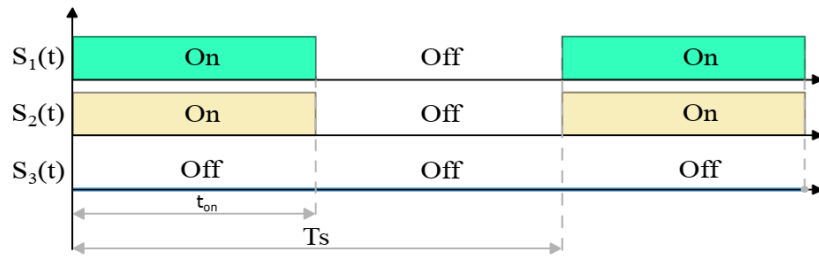


Fonte: Adaptado de (Rosa, 2019).

2.5 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 3

A estratégia de comando para esta região é observada na Figura 17, onde os interruptores S_1 e S_2 são modulados em paralelo, durante o mesmo período. O sentido do fluxo de potência é direto, sendo de E_1 para E_2 , tendo sua característica tanto elevadora quanto abaixadora.

Figura 17 – Razão cíclica na Região 3.

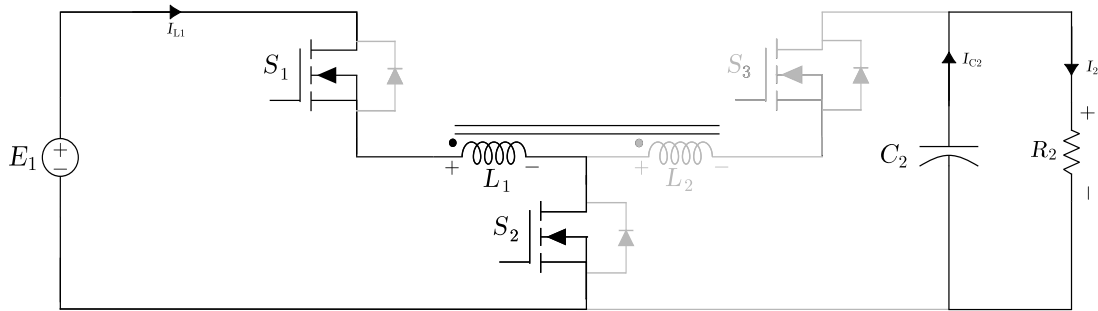


Fonte: (Rosa, 2019).

2.5.1 Primeira etapa

A primeira etapa da região 3 é iniciada quando o interruptor S_1 e S_2 são comandados a conduzir simultaneamente. Desta forma, a corrente fornecida por E_1 passa a circular pelos elementos S_1 , L_1 e S_2 , enquanto o capacitor C_2 mantém a energia na carga. As expressões que descrevem as tensões sobre os enrolamentos L_1 e L_2 são E_1 e nE_1 . A Figura 18 corrobora a etapa descrita.

Figura 18 – 1ª etapa de operação na região 3 no MCC.

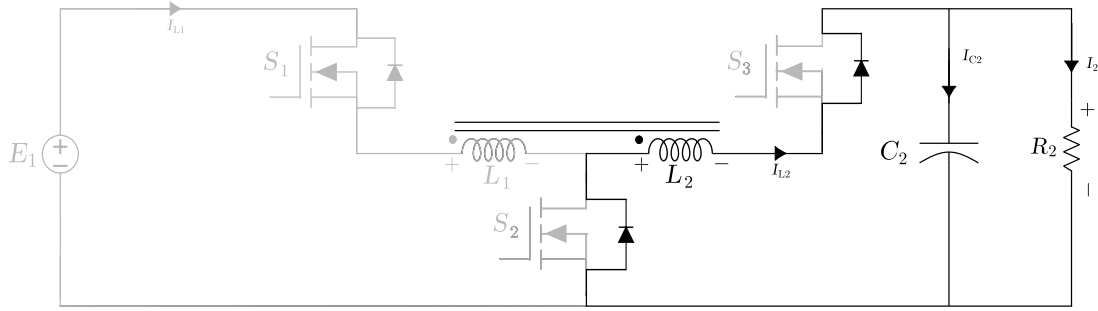


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

2.5.2 Segunda etapa

Conforme a Figura 19, os interruptores S_1 e S_2 são abertos, a energia armazenada no enrolamento do primário L_1 é transferida para a carga por L_2 , os diodos dos interruptores mantêm a corrente circulando em direção à carga. A tensão sobre L_1 e L_2 são $-E_2$ e $-nE_2$. Nesta etapa, a corrente decresce no período $DT_s \rightarrow T_s$.

Figura 19 – 2ª etapa de operação na região 3 no MCC.

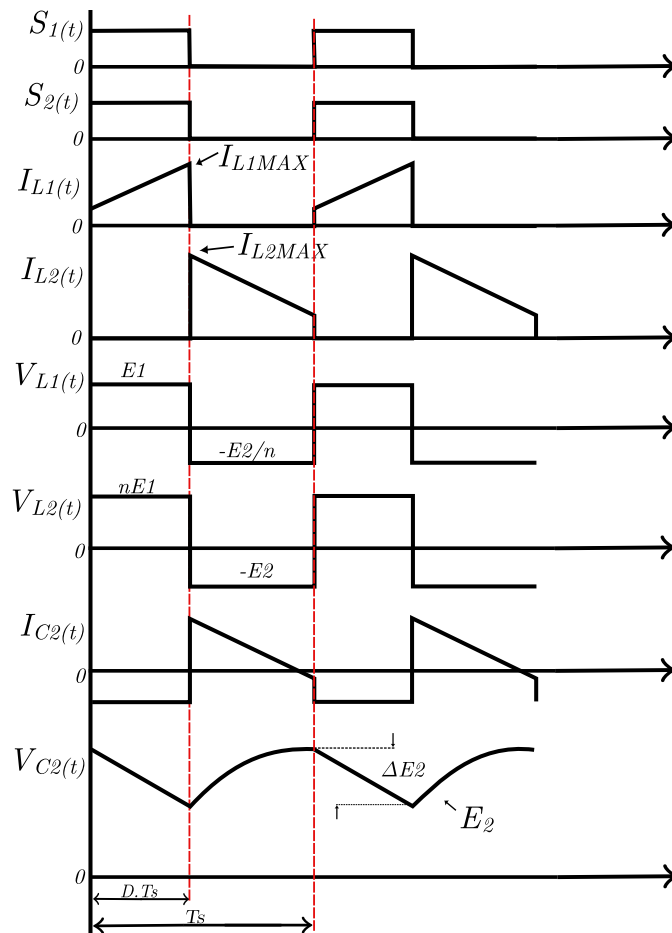


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na Figura 20 são mostradas as formas de onda do conversor operando na região 3 em modo de condução contínua. A expressão que descreve o ganho estático do conversor na região 3 do MCC, é apresentada na equação (4).

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{nD}{1-D} \quad (4)$$

Figura 20 – Principais formas de onda Região 3 do MCC.

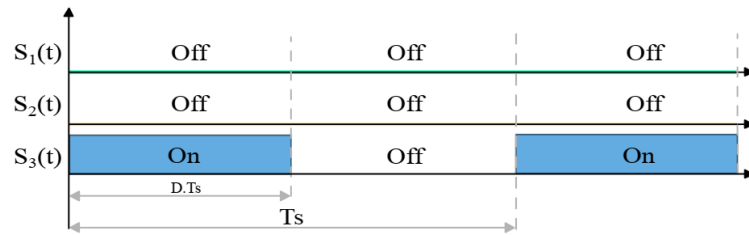


Fonte: Adaptado de (Rosa, 2019).

2.6 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 4

Nesta região, o conversor encontra-se operando no sentido contrário do fluxo de potência, do barramento E_2 para E_1 e apenas o interruptor é modulado, conforme demonstrado na Figura 21.

Figura 21 – Razão cíclica na Região 4.

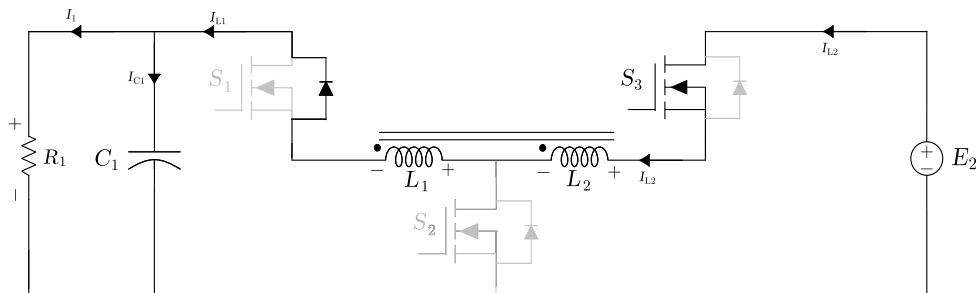


Fonte: (Rosa, 2019).

2.6.1 Primeira etapa

Nesta etapa, demonstrada na Figura 22, o conversor encontra-se operando em sentido reverso, E_2 para E_1 . Observa-se que somente o interruptor S_3 encontra-se em condução, fazendo com que a corrente passe a fluir de E_2 em direção à carga, a corrente i_{L1} está entrando no ponto e a tensão sobre o enrolamento do secundário L_2 é dada pela relação $(E_2 - E_1)/(1 + n)$. A corrente i_{L1} encontra-se saindo do ponto em direção à carga, a tensão sobre L_1 é dada pela expressão $n(E_2 - E_1)/(1 + \frac{1}{n})$. Nesta região, o conversor opera no sentido contrário do fluxo de potência, do barramento E_2 para E_1 e apenas um interruptor é modulado, conforme demonstrado na Figura 21.

Figura 22 – 1ª etapa de operação na região 4 no MCC.

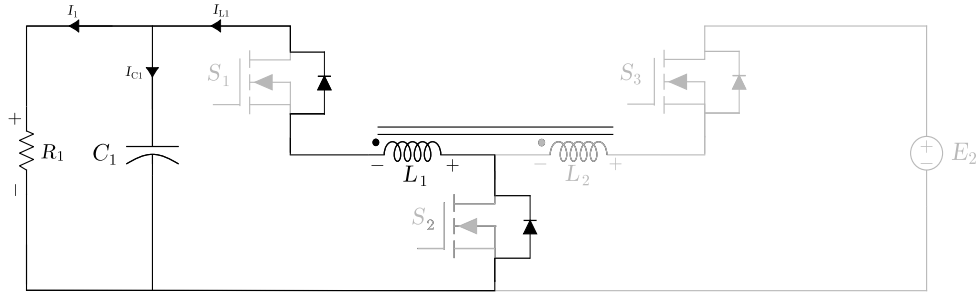


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

2.6.2 Segunda etapa

Na Figura 22 verifica-se que o interruptor S_3 está aberto. A energia armazenada no elemento magnético mantém a corrente circulando no sentido da carga, devido a condução do diodo D_2 . Dess forma, a corrente apresenta uma característica decrescente e as expressões que descrevem a tensão sobre os enrolamentos L_1 e L_2 são $-E_1$ e $-nE_2$.

Figura 23 – 2ª etapa de operação na região 4 no MCC.

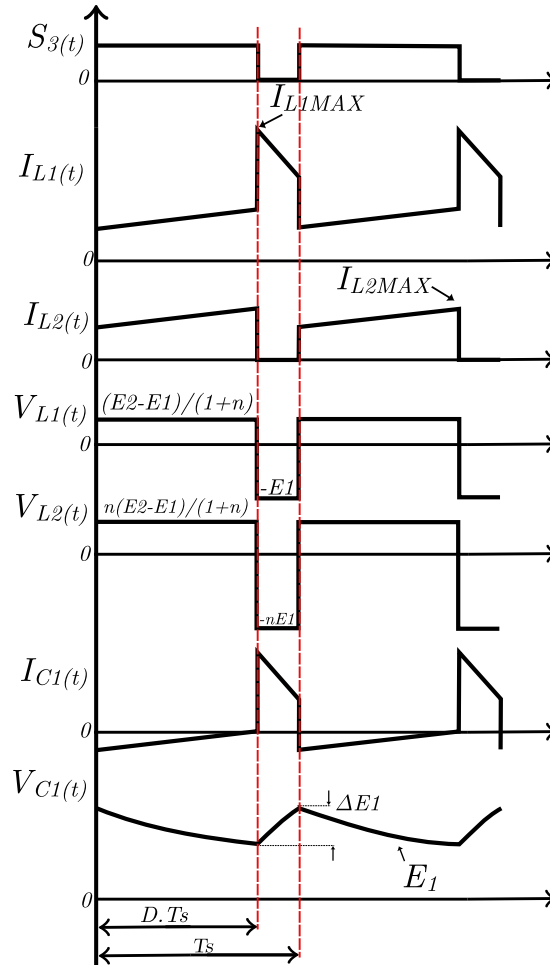


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na Figura 24 são apresentadas as formas de onda do conversor operando na região 4 e em modo de condução contínua. A expressão que descreve o ganho estático do conversor na região 4 do MCC, é apresentada na equação (5).

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{1+n-nD} \quad (5)$$

Figura 24 – Principais formas de onda Região 4 do MCC.

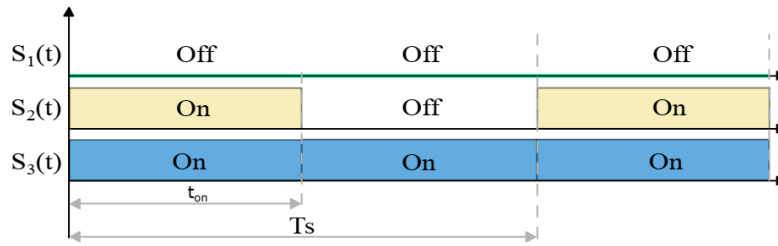


Fonte: Adaptado de (Rosa, 2019).

2.7 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 5

A estratégia de comando para esta região é observada na Figura 25, onde o interruptor S_2 é modulado, enquanto que S_3 é mantido ligado durante todo o período. O sentido do fluxo de potência é reverso, sendo de E_2 para E_1 , nesta região o conversor opera como elevador.

Figura 25 – Razão cíclica na Região 5.

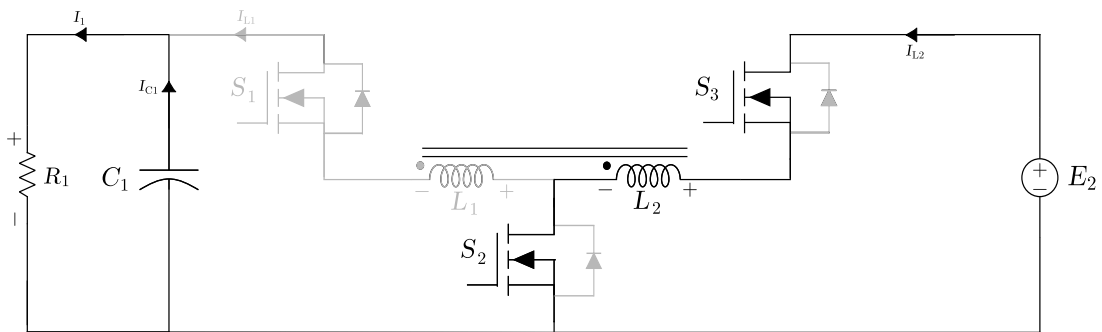


Fonte: (Rosa, 2019).

2.7.1 Primeira etapa

Nesta etapa, demonstrada na Figura 26, o conversor encontra-se operando em sentido reverso. Destaca-se que o interruptor S_3 se manterá em condução durante todo o período, enquanto que S_2 será acionado em DT_s . Nesta etapa, o indutor L_2 passa a armazenar energia e a tensão sobre L_2 é E_2 e a tensão sobre L_1 é $\frac{E_2}{n}$.

Figura 26 – 1ª etapa de operação na região 5 no MCC.

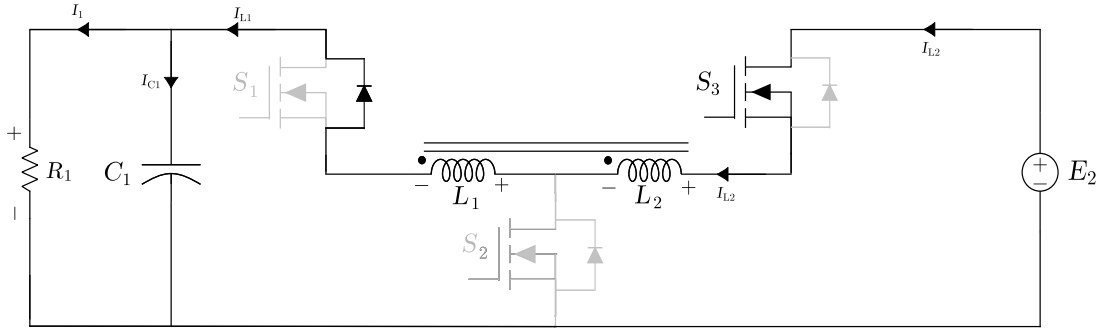


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

2.7.2 Segunda etapa

Na segunda etapa, S_2 é comandado a abrir, a energia acumulada durante a etapa anterior mantém o diodo do interruptor S_3 em condução, deste modo, energia é transferida para a carga. A tensão observada sobre os enrolamentos L_1 e L_2 são, respectivamente, $(E_2 - E_1)/(1 + n)$ e $n(E_2 - E_1)/(1 + n)$.

Figura 27 – 2ª etapa de operação na região 5 no MCC.

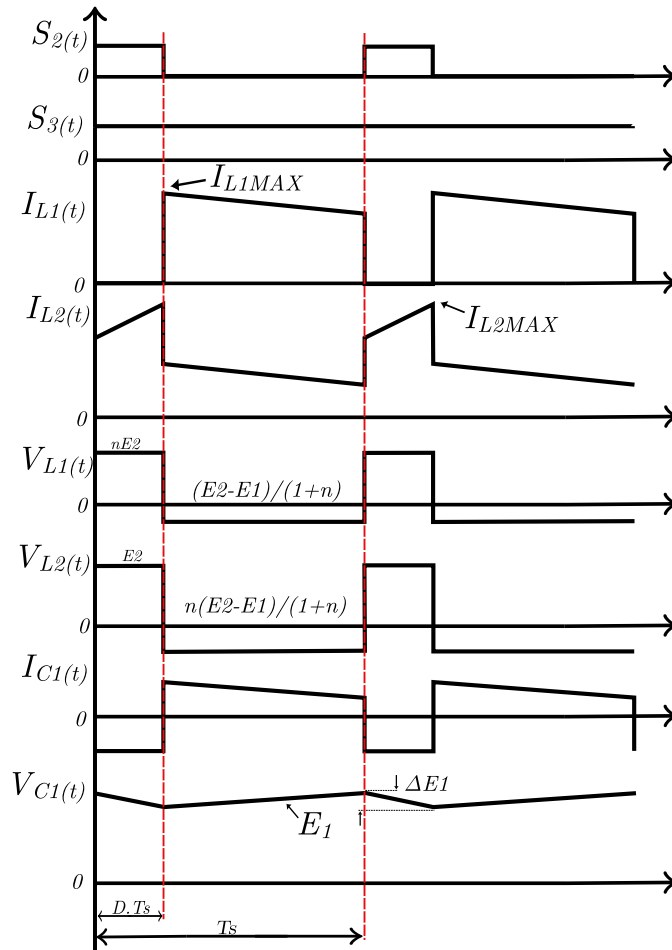


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na Figura 28 são apresentadas as formas de onda do conversor operando na região 5 e em modo de condução contínua. A expressão que descreve o ganho estático do conversor na região 5 do MCC, é apresentada na equação (6).

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{D+n}{n(1-D)} \quad (6)$$

Figura 28 – Principais formas de onda Região 5 do MCC.

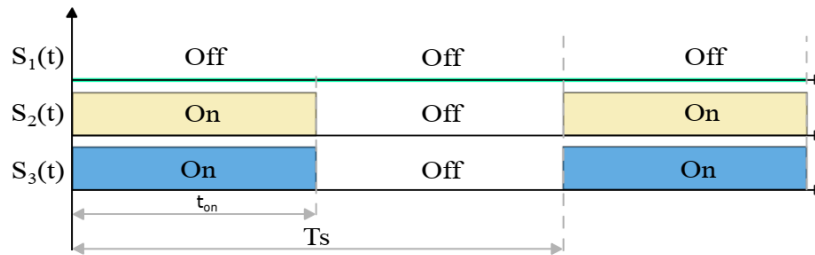


Fonte: Adaptado de (Rosa, 2019).

2.8 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA BIDIRECIONAL REGIÃO 6

Conforme a Figura 29, na região 6, os interruptores S_2 e S_3 encontram-se em condução, simultaneamente. Nesta região, o conversor encontra-se operando em sentido de fluxo de potência reverso. Esta região pode ser tanto elevadora quanto abaixadora.

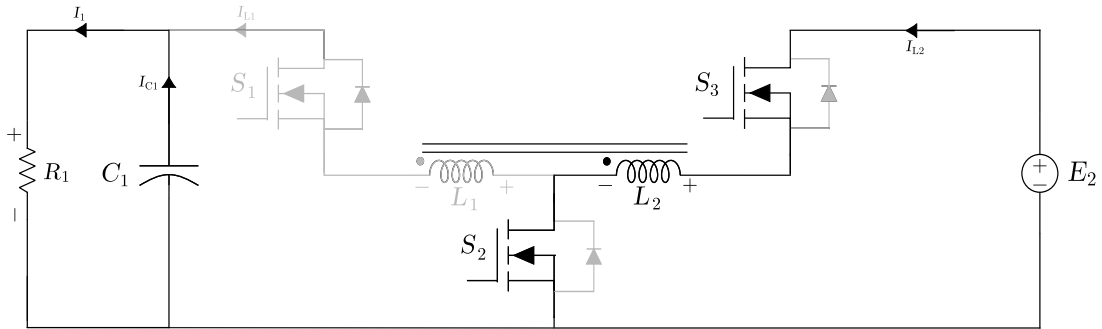
Figura 29 – Razão cíclica na Região 6.



Fonte: (Rosa, 2019).

A primeira etapa de operação consiste na entrada de condução de S_2 e S_3 , L_2 passa a acumular a energia fornecida por E_2 , enquanto o capacitor C_1 mantém a energia entregue à carga pelo período de DT_s . A tensão sobre os elementos L_1 e L_2 são E_2/n e $-E_2$. A etapa é demonstrada na Figura 30.

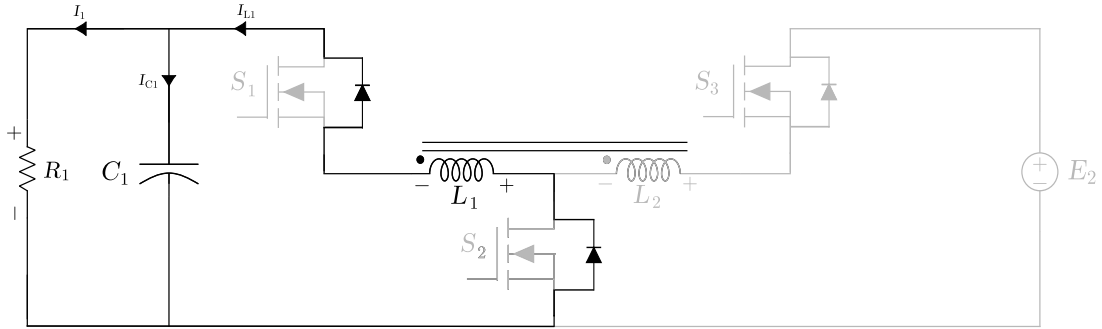
Figura 30 – 1ª etapa de operação na região 6 no MCC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

De forma complementar à etapa anterior, agora os interruptores S_2 e S_3 são comandados a abrir. A energia então armazenada por L_2 mantém os diodos de S_1 e S_2 em condução, entregando energia à carga. A tensão sobre os enrolamentos L_1 e L_2 são $-E_1$ e $-nE_1$. A etapa é demonstrada na Figura 31.

Figura 31 – 2ª etapa de operação na região 6 no MCC.

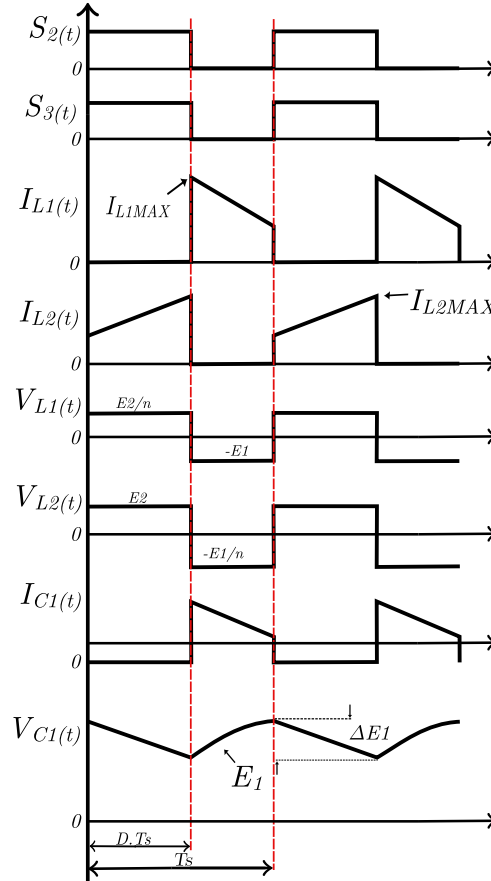


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na Figura 32 são apresentadas as formas de onda do conversor operando na região 6 e em modo de condução contínua. A expressão que descreve o ganho estático do conversor na região 6 do MCC, é apresentada na equação (7).

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{n(1-D)} \quad (7)$$

Figura 32 – Principais formas de onda Região 6 do MCC.



Fonte: Adaptado de (Rosa, 2019).

2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram apresentadas as topologias de conversores com estrutura semelhante à do conversor estudado. Além disso, foram descritas as vantagens e desvantagens do uso de indutores acoplados. Também foram realizadas análises dos estados topológicos do conversor a ser modelado e controlado para cada modo de operação, totalizando seis modos, que variam entre abaixador, elevador e abaixador-elevador.

3 MODELAGEM

Neste capítulo, será apresentada a representação no espaço de estados do conversor. Serão descritas as plantas correspondentes à região 2 de operação, no sentido *Boost*, e à região 4, no sentido *Buck*.

3.1 REPRESENTAÇÃO POR ESPAÇO DE ESTADOS

A representação de um sistema dinâmico no espaço de estados é um dos pilares da teoria de controle moderno. A média no espaço de estados faz uso dessa representação para obter as equações médias de pequenos-sinais de um conversor modulado por largura de pulso.

Um sistema linear invariante no tempo pode ser representado por sua função de transferência, ou de forma alternativa, por equações dinâmicas representadas no espaço de estados. Uma função de transferência de ordem n está associada a uma equação diferencial de ordem n . A equação de estados está associada a uma transformação da equação diferencial de ordem n em um conjunto de n equações diferenciais de primeira ordem, o que pode ser feito através de transformações de variáveis. As equações por espaço de estados de um sistema podem ser escritas em forma de matriz pela expressão (8).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Eu(t) \end{cases} \quad (8)$$

Sendo $x(t) \in \mathbb{R}^n$ o vetor de estados, $u(t) \in \mathbb{R}^p$ o vetor de entradas de dimensão p , $y(t) \in \mathbb{R}^q$ é vetor de saída de dimensão q e as matrizes $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times p}$, $C \in \mathbb{R}^{q \times n}$ e $E \in \mathbb{R}^{q \times p}$ representam as características do modelo em espaço de estados. A derivada do vetor de estado é um vetor cujos elementos correspondem às derivadas dos elementos individuais do vetor de estado. A equação (9) apresenta os vetores mencionados (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001)

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} \quad u(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_p(t) \end{bmatrix} \quad y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_q(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

3.1.1 Variáveis de Estado

No contexto da representação no espaço de estados, é necessário escolher as variáveis capazes de descrever o comportamento dinâmico do sistema em questão. O termo espaço de estados é usado para definir o espaço cujos eixos coordenados são as próprias variáveis de estado. Assim, a evolução das variáveis de estado no tempo pode ser vista como uma trajetória no espaço

de estados que começa no estado inicial e evolui de acordo com a dinâmica do sistema, regida pelas equações de estado e pelo sinal de entrada.

3.1.2 Modelos Médios no espaço de estados

Como já abordado anteriormente, os circuitos possuem matrizes de espaço de estados que representam cada etapa de operação, a matriz média representa o comportamento médio do sistema, a obtenção desta matriz envolve a multiplicação linear das matrizes de cada etapa de operação, ponderadas pelo intervalo Δt , relativo a cada etapa de operação (FUZATO, 2015). Para exemplificar, é apresentado o equacionamento que representa esta etapa em (10) e (11).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Eu(t) \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} A &= A_1d_1 + A_2d_2 \\ B &= B_1d_1 + B_2d_2 \\ C &= C_1d_1 + C_2d_2 \\ E &= E_1d_1 + E_2d_2 \end{aligned} \quad (11)$$

Onde:

- A_1, A_2 são as matrizes de estado associadas aos diferentes estados de operação;
- B_1, B_2 são as matrizes de entrada para cada estado de operação;
- C_1, C_2 são as matrizes de saída correspondentes aos estados de operação distintos;
- E_1, E_2 são as matrizes de influência da entrada na saída para cada estado;
- d_1, d_2 representam as razões cíclicas (*duty cycles*) associadas aos estados de operação, que ponderam a contribuição de cada estado no comportamento médio do sistema.

Para a operação em regime permanente, têm-se, $\dot{X} = 0$.

$$0 = AX + BU \quad (12)$$

$$Y = CX + EU \quad (13)$$

Isolando X em (12) e substituindo em (13) :

$$X = -A^{-1}BU \quad (14)$$

$$Y = (-CA^{-1}B + E)U \quad (15)$$

3.1.3 Linearização

A linearização por pequenos sinais consiste em aproximar um sistema não linear ao redor de um ponto de operação ou trajetória utilizando perturbações de pequenos sinais. O modelo linearizado é obtido pela expansão em série de Taylor, em torno do ponto de operação das equações do modelo pela média. A série de Taylor é uma ferramenta fundamental para a linearização de sistemas contínuos ou não lineares. A linearização em torno de um ponto de operação resulta em um modelo linear invariante no tempo (Linear Time-Invariant, LTI). Já a linearização em torno de uma trajetória operacional periódica resulta em um modelo linear periódico no tempo (Linear Time Periodic, LTP). Em ambos os casos, existe uma tendência de que o projeto do controlador seja conservador, ao passo que a técnica deriva-se de um modelo aproximado (YUE; Wang; BLAABJERG, 2018).

Conforme (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), as equações que descrevem matematicamente a perturbação e linearização no ponto de operação quiescente são dadas pela expressão (16), onde $\hat{\mathbf{u}}(t)$ e $\hat{d}(t)$ são as variações de pequenos sinais do vetor de entrada e da razão cíclica, e os vetores $\hat{\mathbf{x}}(t)$ e $\hat{\mathbf{y}}(t)$ são os resultados das variações de pequenos sinais dos vetores de estado e saída.

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t) \\ \langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) \\ \langle d(t) \rangle_{T_s} = D + \hat{d}(t) \end{array} \right. \quad (16)$$

Assumindo que as variações de pequenos sinais são muito menores do que as variáveis quiescentes:

$$\left\{ \begin{array}{l} |\mathbf{X}| \gg |\hat{\mathbf{x}}(t)| \\ |\mathbf{U}| \gg |\hat{\mathbf{u}}(t)| \\ |\mathbf{Y}| \gg |\hat{\mathbf{y}}(t)| \\ |D| \gg |\hat{d}(t)| \end{array} \right. \quad (17)$$

3.1.4 Modelagem do conversor

Fazendo uso das equações descritas em (10), (11), (14) e (15). Onde $d_1 = D$ e $d_2 = (1-D)$. O modelo em espaço de estados do sistema é dado por:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (18)$$

As matrizes médias são:

$$\begin{aligned} A &= A_1d_1 + A_2d_2 \\ B &= A_1d_1 + B_2d_2 \\ C &= C_1d_1 + C_2d_2 \end{aligned} \quad (19)$$

O ponto de operação do sistema é dado por:

$$X = -A^{-1}BU \quad (20)$$

$$Y = -CA^{-1}BU \quad (21)$$

As matrizes de pequenos sinais, linearizadas em torno de um ponto de operação, são dadas por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A_m\tilde{x} + B_m\tilde{d} \\ \tilde{y} = C_m\tilde{x} \end{cases} \quad (22)$$

As variáveis \tilde{x} , \tilde{d} e \tilde{y} são, respectivamente, a perturbação no vetor de estados, a perturbação na razão cíclica e a perturbação de saída.

As matrizes do modelo médio são representadas na equação (23) :

$$\begin{aligned} A_m &= A \\ B_m &= (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \\ C_m &= C \end{aligned} \quad (23)$$

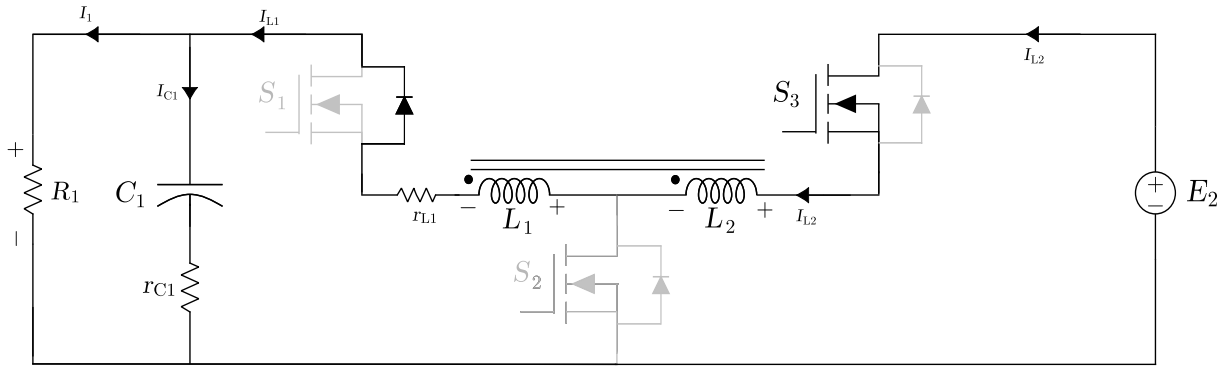
A matriz (24) expressa a relação de entrada-saída do sistema de controle, ou seja, a função de transferência.

$$G_s = -C_m(sI - A_m)^{-1}B_m \quad (24)$$

3.2 MODELAGEM NO MODO DE OPERAÇÃO BUCK

Introduzido o conceito de variáveis de estado, são escolhidas as variáveis que irão descrever a dinâmica do conversor em cada etapa de operação. A Figura 33 apresenta o circuito equivalente para a primeira etapa, enquanto a equação (25) demonstra as variáveis adotadas.

Figura 33 – 1ª etapa de operação na região 4 no MCC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

$$\begin{cases} L_2 \frac{d\langle i_{Lm}(t) \rangle}{dt} = v_{L2}(t) \\ C_1 \frac{d\langle v_{C1}(t) \rangle}{dt} = i_{C1}(t) \end{cases} \quad (25)$$

3.2.1 Análise quantitativa das etapas de operação

Nessa seção, serão avaliadas as duas etapas de operação que descrevem a dinâmica do conversor, ilustradas nas Figuras 33 e 34, que apresentam os circuitos equivalentes de cada etapa, eliminando elementos que não estão em condução. Serão adotados os modelos ideais do diodo e do interruptor. A fim de obter modelos matemáticos mais próximos possíveis do circuito comutado, assim torna-se imprescindível considerar os modelos não ideais dos elementos armazenadores de energia, que apresentam resistências inerentes aos seus modelos construtivos reais. Deste modo, é possível atingir modelos matemáticos com acurácia melhor, garantindo um controle mais eficiente (Narasimharaju; Dubey; Singh, 2010). Os elementos considerados são as resistências r_{L1} do indutor L_1 e r_{C1} do capacitor de saída C_1 .

Considerações sobre a análise de corrente. Durante o intervalo em que o interruptor está ligado, uma corrente flui por ambos os enrolamentos. Por outro lado, quando o interruptor está desligado, a corrente no enrolamento primário (i_{L1}) diminui, enquanto a corrente no enrolamento secundário permanece nula, fazendo com que apenas o enrolamento primário contribua para a geração do fluxo no núcleo magnético. Embora o fluxo magnético seja contínuo e possa ser escolhido como variável de estado, sua aplicação é limitada devido à dificuldade de medição direta e às complicações que apresenta, especialmente no controle de corrente.

Para resolver essas limitações, utiliza-se a corrente i_{Lm} em conversores com indutor acoplado, uma vez que ela é proporcional ao fluxo magnético no núcleo do indutor. Essa corrente representa de forma contínua a energia armazenada, mesmo em situações onde as correntes individuais nos enrolamentos primário (i_{L1}) e secundário (i_{L2}) são descontínuas, como no

modo de condução descontínua (MCD). Sua definição, $i_{Lm} = i_{L1} + i_{L2}$, simplifica a modelagem dinâmica ao evitar os problemas de descontinuidade das correntes individuais.

Essa abordagem permite o uso de técnicas como o método por valores médios no espaço de estados, que requer variáveis de estado contínuas. Como resultado, facilita a análise de pequeno sinal, o cálculo de funções de transferência e a implementação de controle, integrando o comportamento dos dois enrolamentos de forma unificada. Além disso, i_{Lm} reduz a complexidade da modelagem, tornando-a mais robusta e compatível com diferentes modos de operação, como MCC e MCD, garantindo precisão em análises dinâmicas e estabilidade do sistema.

Por essa razão, a corrente i_{Lm} , foi adotada como a variável de estado neste trabalho. As análises apresentadas neste trabalho têm como base o artigo (Dwari et al., 2006).

Assumindo que i_{Lm} seja a soma das correntes e considerando i_{L2} como a corrente de entrada para a primeira etapa, a equação $i_{Lm} = i_{L2} + i_{L1}$ descreve a relação entre as correntes no circuito.

Considerando $i_{L2} = i_{L1}/n$, têm-se:

$$i_{Lm} = i_{L1} + \frac{i_{L1}}{n} \quad (26)$$

Rearranjando (26) encontra-se:

$$i_{Lm} = i_{L1} \cdot \frac{1+n}{n} \quad (27)$$

Na segunda etapa de operação, considerando que a relação de transformação para esse sentido de operação do circuito é $\frac{1}{n}$ e que a corrente i_{L2} é nula, a corrente i_{Lm} pode ser expressa pela equação (28).

$$i_{Lm} = \frac{i_{L1}}{n} \quad (28)$$

3.2.2 Primeira etapa

Analisando a malha de corrente do circuito, conforme ilustrado na Figura 33, e considerando as relações $v_{Lm} = v_{L2}$ e $v_{L1} = \frac{v_{Lm}}{n}$, bem como a escolha da corrente i_{Lm} como a variável de interesse, conforme obtida na equação (27), tem-se:

$$0 = -E_2 + v_{L2} + v_{L1} + r_{L1} \cdot i_{L1} + v_{C1} + r_{C1} \cdot i_{C1} \quad (29)$$

$$v_{Lm} + \frac{v_{Lm}}{n} = E_2 - r_{L1} \cdot i_{Lm} \cdot \frac{n}{1+n} - v_{C1} - r_{C1} \cdot i_{C1} \quad (30)$$

Onde $i_{C1} = i_{L1} - I_1$, porém, como a variável analisada é i_{Lm} , obtém-se:

Analisando a malha de corrente do circuito, apresentado na Figura 34 e considerando $v_{L1} = v_{Lm}/n$ têm-se:

$$0 = v_{L1} + r_{L1} \cdot i_{L1} + v_{C1} + r_{C1} \cdot i_{C1} \quad (37)$$

A corrente i_{C1} é expressa como $i_{C1} = i_{L1} - i_1$. No entanto, considerando que a variável analisada é i_{Lm} , ao isolar i_{L1} na equação (28) e substituí-la na expressão original, obtém-se:

$$i_{C1} = \frac{R_1 \cdot i_{Lm}}{R_1 + r_{c1}} n - \frac{v_{C1}}{R_1 + r_{C1}} \quad (38)$$

Substituindo a equação (38) em (37), encontra-se:

$$\frac{v_{Lm}}{n} = -r_{Lm} \cdot i_{Lm} n - v_{C1} - r_{C1} \cdot \left(\frac{R_1 \cdot i_{Lm}}{R_1 + r_{C1}} n - \frac{v_{C1}}{R_1 + r_{C1}} \right) \quad (39)$$

$$v_{Lm} = -v_{C1} \cdot n \left(\frac{R_1}{R_1 + r_{C1}} \right) + i_{Lm} \cdot n \left(-r_{L1} \cdot n - \frac{R_1 \cdot r_{C1}}{R_1 + r_{C1}} \cdot n \right) \quad (40)$$

A matriz de estados (42) demonstra matematicamente a segunda etapa de operação do conversor. A equação que define a saída $y(t)$ é apresentada em (41) e representada em formato matricial em (43).

$$y(t) = \frac{R_1 \cdot r_{C1} \cdot i_{Lm}}{R_1 + r_{C1}} \cdot n + \frac{v_{C1} \cdot R_1}{R_1 + r_{C1}} \quad (41)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n^2 \left(-r_{L1} - \frac{R_1 \cdot r_{C1}}{R_1 + r_{C1}} \right) & -n \frac{R_1}{R_1 + r_{C1}} \\ n \frac{R_1}{R_1 + r_{C1}} & -\frac{1}{R_1 + r_{C1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (42)$$

$$\begin{bmatrix} y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n \frac{R_1 \cdot r_{C1}}{R_1 + r_{C1}} & \frac{R_1}{R_1 + r_{C1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{C1}(t) \end{bmatrix} \quad (43)$$

3.2.4 Validação dos Modelos do Conversor no Modo de Operação Buck

A Figura 35 foi gerada utilizando a ferramenta *ACsweep*, disponível no *software* de simulação *PLECS*. Essa ferramenta aplica um sinal senoidal de baixa amplitude à variável a ser perturbada, cobrindo uma faixa de frequência de 10 Hz a 20 kHz. A resposta em frequência da

Tabela 1 – Parâmetros de projeto.

Especificações do conversor no modo de operação Buck		
Grandeza	Variável	Valor
Potência nominal	P_o	500 W
Tensão de entrada	E_2	300 V
Tensão de saída	E_1	100 V
Frequência de comutação	f_s	20 kHz
Razão Cíclica	D	0,575
Indutância primário	L_1	164,24 μ H
Indutância secundário	L_2	394,58 μ H
Capacitância de saída	C_1	13,6 μ F
Resistência	R_1	21,2 Ω
Rse do Indutor	r_{l1}	0,0196 Ω
Rse do capacitor	r_{C1}	1,62 Ω
Indutância de dispersão	l_{lk}	0,88 μ H

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

perturbação é obtida a partir das variáveis de saída do circuito simulado e do modelo matemático do conversor. Na Tabela 1, estão apresentados os valores das grandezas utilizadas.

Na equação (44) é apresentado no formato simbólico o modelo matemático da tensão de saída em função da razão cíclica. No Apêndice A.4, são detalhados os termos T_1 , T_2 e T_3 , que compõem a equação.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{E_1 n^2 (R + r_{C2}) (CRs + Crc_2s + 1) T_3}{T_1 T_2} \quad (44)$$

O diagrama de Bode da função de transferência (45) é representado pela curva em azul na Figura 35. Ambos foram obtidos através de simulação, utilizando o método citado no parágrafo anterior. O modelo descrito apresenta dois pares de polos complexos conjugados e dois zeros reais, sendo um dos zeros localizado no semi-plano direito. Os efeitos deste zero incluem frequência de passagem por zero reduzida e tendência da MF atingir 270° , tornando o projeto de controle mais difícil. Os valores numéricos dos polos e zeros são apresentados em (46) e (47). A equação (45) representa a dinâmica da tensão de saída em função da razão cíclica do conversor.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-7,1978 \cdot (s - 1,493 \cdot 10^5)(s + 4,539 \cdot 10^4)}{s^2 + 7867s + 1,77510^8} \quad (45)$$

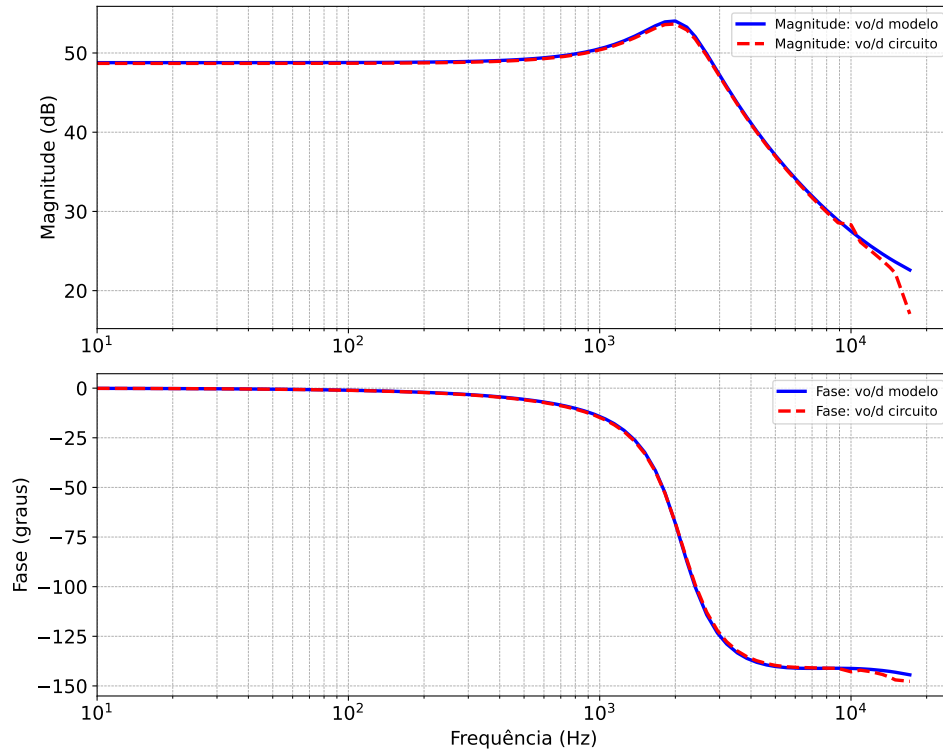
Os polos e zeros da função de transferência (45) são:

$$\text{Zeros: } z_1 = 1,493 \cdot 10^5, \quad z_2 = -4,539 \cdot 10^4 \quad (46)$$

$$\text{Polos: } p_1 = -3933,5 + 12773,1i \quad p_2 = -3933,5 - 12773,1i \quad (47)$$

O diagrama de bode ilustrado na Figura 35, reflete a resposta em frequência da planta $\hat{v}_o(s)/d(s)$. A curva denota um ganho de 50 dB em baixas frequências. Na frequência de ressonância, 2kHz, apresenta um ganho de aproximadamente 55 dB. A planta não atinge 0 dB no período simulado. A curva de fase tem início em 0° e possui uma tendência de convergência em -150° .

Figura 35 – Resposta em frequência da planta $\hat{v}_o(s)/d(s)$ e o circuito simulado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

A equação (48) apresenta no formato simbólico o modelo matemático da corrente no indutor em função da razão cíclica. No Apêndice A.3, são detalhados os termos T_1 , T_2 e T_3 , que compõem a equação.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{E_1 n^2 (R + rc_2) (CRs + Crc_2s + 1) T_3}{T_1 T_2} \quad (48)$$

A equação apresentada em (49) descreve matematicamente a dinâmica da corrente no indutor em função da razão cíclica do conversor. A resposta em frequência da planta é ilustrada na Figura 36, evidencia-se que a planta (curva em azul) descreve corretamente a dinâmica do conversor (curva em vermelho), para o ponto de operação especificado na Tabela 1. A planta possui dois polos complexos conjugados e dois zeros reais, sendo que um dos zeros se encontra no semi-plano direito. Os valores numéricos dos polos e zeros são apresentados em (51) e (50).

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-4,803 \cdot (s - 1,493 \cdot 10^5) \cdot (s + 3401)}{s^2 + 7867s + 1,775 \cdot 10^8} \quad (49)$$

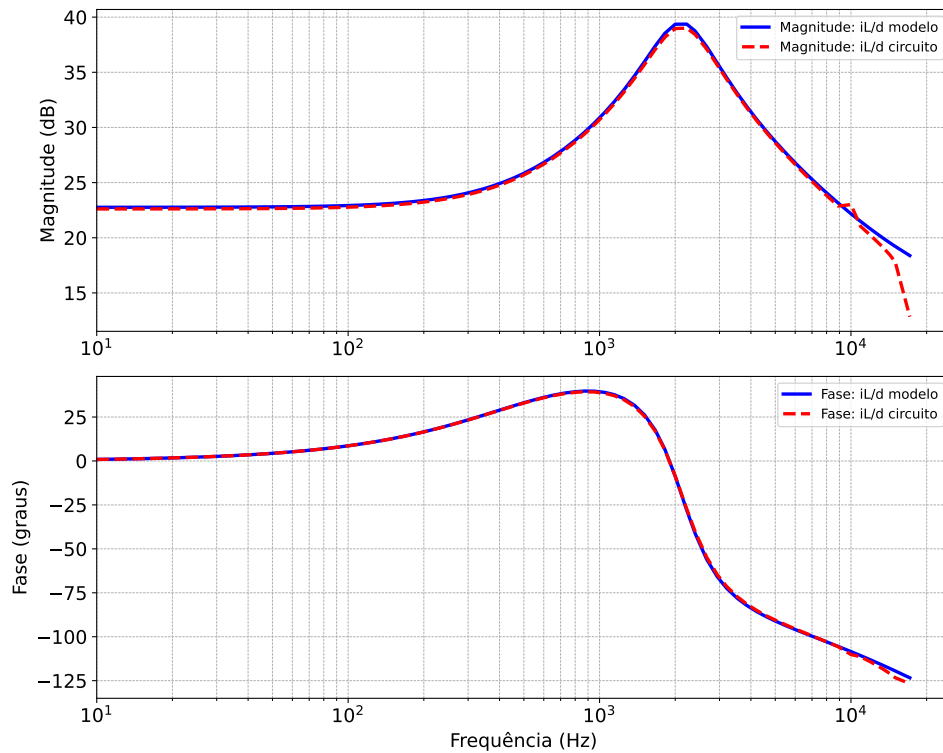
Os polos e zeros da função de transferência (49) são:

$$\text{Zeros: } z_1 = 1,493 \cdot 10^5, \quad z_2 = -3401 \quad (50)$$

$$\text{Polos: } p_1 = -3933,5 + 1273,1i, \quad p_2 = -3933,5 - 1273,1i \quad (51)$$

A resposta em frequência da planta $\hat{i}_L(s)/d(s)$ é ilustrada na Figura 36. A planta denota um ganho de aproximadamente 23 dB em baixas frequências, atingindo 40 dB no seu pico de ressonância, na frequência de 2kHz. A planta não demonstra passagem por 0 dB, no período simulado. A fase inicia-se em 0° e tende a atingir valores de -150° , à medida que a frequência aumenta.

Figura 36 – Resposta em frequência da planta $\hat{i}_L(s)/d(s)$ e o circuito simulado.



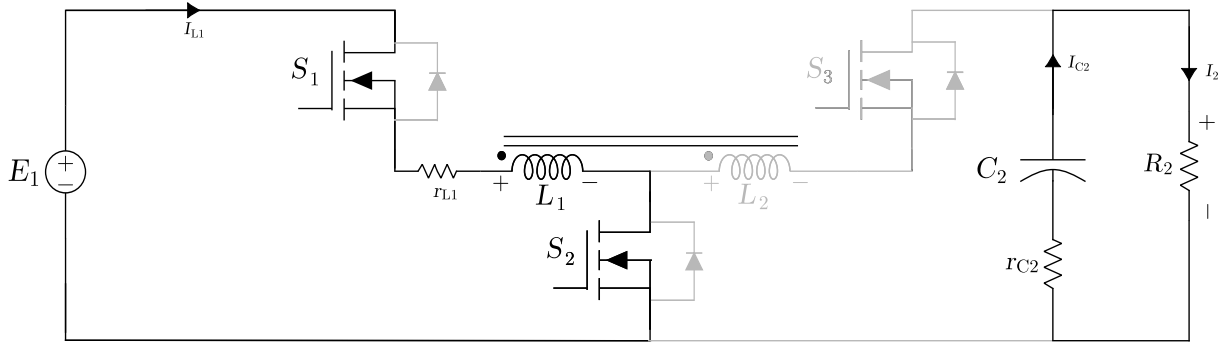
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Analisando as Figuras apresentadas, no que se refere às curvas do modelo obtido pela modelagem matemática e da simulação, é possível afirmar que os modelos de pequenos sinais obtidos são capazes de reproduzir a dinâmica do conversor, até a frequência de comutação, para o ponto de operação especificado na Tabela 1.

3.3 MODELAGEM NO MODO DE OPERAÇÃO BOOST

De forma análoga à modelagem no modo de operação Buck, são escolhidas as variáveis que irão descrever a dinâmica do conversor em cada etapa de operação. A Figura 33 ilustra o circuito equivalente para a primeira etapa, enquanto a equação (52) demonstra as variáveis adotadas.

Figura 37 – 1ª etapa de operação na região 2.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\langle i_{Lm}(t) \rangle}{dt} = v_{L1}(t) \\ C_2 \frac{d\langle v_{C2}(t) \rangle}{dt} = i_{C2}(t) \end{cases} \quad (52)$$

3.3.1 Análise quantitativa das etapas de operação

Nessa seção, serão avaliadas as duas etapas de operação que descrevem a dinâmica do conversor, ilustradas na Figura 37, que apresentam os circuitos equivalentes de cada etapa, eliminando elementos que não estão em condução. Serão adotados os modelos ideais do diodo e do interruptor. A fim de obter modelos matemáticos mais próximos possíveis do circuito comutado, torna-se imprescindível considerar os modelos não ideais dos elementos armazenadores de energia, que apresentam resistências inerentes aos seus modelos construtivos reais. Os elementos considerados são as resistências r_{L1} do indutor L_1 e r_{C2} do capacitor de saída C_2 .

Aplicando a mesma metodologia apresentada na seção 3.2.1, mas com o conversor operando no sentido direto, e analisando o circuito durante a primeira etapa, observa-se que a corrente em i_{L2} é igual a zero. Assim, obtém-se a equação (53).

$$i_{Lm} = i_{L1} \quad (53)$$

Assumindo as seguintes condições para as análises de corrente, em que i_{L1} é a corrente de entrada para a segunda etapa e $i_{L1} = i_{L2}n$, têm-se:

$$i_{Lm} = i_{L2} + i_{L2}.n \quad (54)$$

Rearranjando (54) encontra-se:

$$i_{Lm} = (1 + n) \cdot i_{L2} \quad (55)$$

3.3.2 Primeira etapa

Analisando a malha de corrente do circuito e considerando $v_{Lm}=v_{L1}$, apresentado na Figura 37, têm-se:

$$0 = -E_1 + v_{L1} + r_{L1} \cdot i_{L1} \quad (56)$$

Substituindo i_{Lm} na equação.

$$v_{Lm} = E_1 - r_{L1} \cdot i_{Lm} \quad (57)$$

Analisando a malha de corrente i_{C2} , encontra-se:

$$i_{C2} = -\frac{v_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \quad (58)$$

A matriz de estados (60), demonstra matematicamente a primeira etapa de operação do conversor. A saída do sistema é a tensão no resistor R_2 , que difere da tensão no capacitor devido à queda de tensão em r_{C2} . Assim, a equação que descreve a saída $y(t)$ é apresentada em (59) e, no formato matricial, em (61).

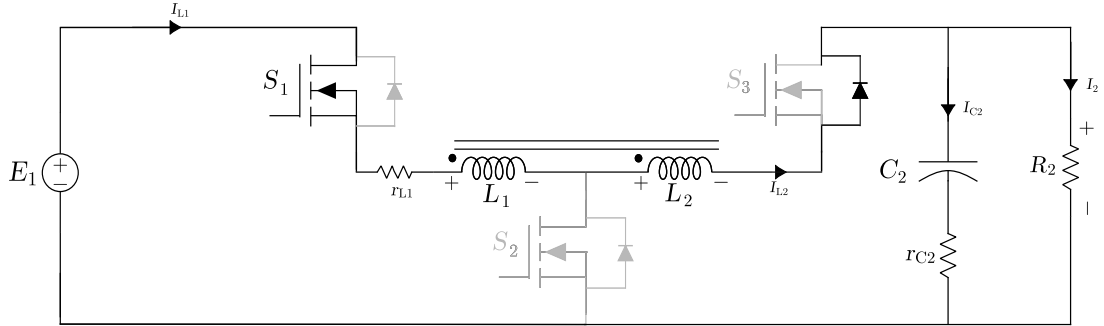
$$y(t) = \frac{R_2 \cdot v_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \quad (59)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_{L1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_2 + r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (60)$$

$$\begin{bmatrix} y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_2}{R_2 + r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} \quad (61)$$

3.3.3 Segunda etapa

Figura 38 – 2ª etapa de operação na região 2.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Analisando a malha de corrente do circuito, apresentado na Figura 38 e considerando $v_{L1}=v_{Lm}$, $v_{L2}=v_{L1}n$ e como i_{Lm} será a corrente considerada ambos os enrolamentos, obtida na equação (55), têm-se:

$$0 = -E_1 + v_{L1} + v_{L1} \cdot n + r_{L1} \cdot i_{L1} + v_{C2} + r_{C2} \cdot i_{C2} \quad (62)$$

$$v_{Lm} + v_{Lm} \cdot n = E_2 - r_{L1} \cdot \frac{i_{Lm}}{1+n} - v_{C2} - r_{C2} \cdot i_{C2} \quad (63)$$

A corrente i_{C2} é definida como $i_{C2} = i_{L2} - I_2$, contudo, ao considerar a variável de interesse i_{Lm} , a expressão pode ser reescrita como:

$$i_{C2} = \frac{R_2 \cdot i_{Lm}}{R_2 + r_{C2}} \cdot \frac{1}{1+n} - \frac{v_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \quad (64)$$

Substituindo a equação (64) em (63), encontra-se:

$$v_{Lm}(1+n) = E_1 - r_{L1} \cdot \frac{i_{Lm}}{1+n} - v_{C2} - r_{C2} \cdot \left(\frac{R_2 \cdot i_{Lm}}{R_2 + r_{C2}} \cdot \frac{1}{1+n} - \frac{v_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \right) \quad (65)$$

$$v_{Lm}(1+n) = E_1 - \frac{v_{C2} \cdot R_2}{R_2 - r_{C2}} - \frac{i_{Lm}}{1+n} \cdot \left(-r_{L1} - \frac{R_2 \cdot r_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \cdot \frac{1}{1+n} \right) \quad (66)$$

$$v_{Lm} = \left(\frac{E_1}{1+n} \right) - \frac{v_{C2} \cdot R_2}{R_2 - r_{C2}} \cdot \left(\frac{1}{1+n} \right) - \frac{i_{Lm}}{1+n} \cdot \left(-\frac{r_{L1}}{1+n} - \frac{R_2 \cdot r_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \cdot \frac{1}{1+n} \right) \quad (67)$$

A matriz de estados (69) demonstra matematicamente a segunda etapa de operação do conversor. A equação que define a saída $y(t)$ é apresentada em (68) e representada em formato matricial em (70).

$$y(t) = \frac{R_2 \cdot r_{C2} \cdot i_{Lm}}{R_2 + r_{C2}} \cdot \frac{1}{1+n} + \frac{v_{C2} \cdot R_2}{R_2 + r_{C2}} \quad (68)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{1+n} \right)^2 \left(r_{l1} - \frac{R_2 \cdot r_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \right) & -\frac{1}{1+n} \frac{R_2}{R_2 + r_{C2}} \\ \frac{1}{1+n} \frac{R_2}{R_2 + r_{C2}} & -\frac{1}{R_2 + r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{1+n} \\ 0 \end{bmatrix} u_1(t) \quad (69)$$

$$\begin{bmatrix} y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+n} \left(\frac{R_2 \cdot r_{C2}}{R_2 + r_{C2}} \right) & \frac{R_2}{R_2 + r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} \quad (70)$$

3.3.4 Validação dos Modelos Boost

Para validação dos modelos obtidos, foi construído o circuito do conversor operando na região 2, sentido *Boost*, utilizando o *software* de simulação *PLECS*. Os parâmetros utilizados para simulação podem ser encontrados na Tabela 2. Os parâmetros de projetos citados na tabela foram obtidos através de medições do protótipo.

Tabela 2 – Parâmetros de projeto.

Especificações do conversor no Modo de Operação Boost		
Grandeza	Variável	Valor
Potência nominal	P_o	500 W
Tensão de entrada	E_1	100 V
Tensão de saída	E_2	270 V
Frequência de comutação	f_s	20 kHz
Razão Cíclica	D	0,4
Indutância primário	L_1	164,24 μ H
Indutância secundário	L_2	394,58 μ H
Capacitância de saída	C_2	16 μ F
Resistência	R_2	144 Ω
Rse do Indutor	r_{l1}	0,0196 Ω
Rse do capacitor	r_{C2}	1,62 Ω
Indutância de dispersão	l_{lk}	0,88 μ H

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na equação (71) é apresentado no formato simbólico o modelo matemático da tensão de saída em função da razão cíclica. No Apêndice A.2, são detalhados os termos T_1 , T_2 e T_3 , que compõem a equação.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-E_1 R_2 (R_2 + rc_2) (Crc_2 s + 1) T_3}{T_1 T_2} \quad (71)$$

O diagrama de Bode da função de transferência (72) é representado pela curva em vermelho na Figura 39. O modelo descrito apresenta um par de polos complexos conjugados e dois zeros reais, sendo um dos zeros localizado no semi-plano direito. Os valores numéricos dos polos e zeros são apresentados em (73) e (74). A equação (72) representa a dinâmica da tensão de saída em função da razão cíclica do conversor.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-6,0358 \cdot (s - 6,13 \cdot 10^4) (s + 4,539 \cdot 10^4)}{s^2 + 2419s + 2,427 \cdot 10^7} \quad (72)$$

Os polos e zeros da função de transferência (72) são:

$$\text{Zeros: } z_1 = 6,13 \cdot 10^4, \quad z_2 = -4,539 \cdot 10^4 \quad (73)$$

$$\text{Polos: } p_1 = -1209,5 + 4375,8i, \quad p_2 = -1209,5 - 4375,8i \quad (74)$$

Descrevendo a dinâmica da planta $\hat{v}_o(s)/d(s)$, Figura 39, encontra-se um ganho de 58 dB em baixas frequências, atingindo 65 dB na frequência de ressonância, 750Hz. A planta não apresenta passagem por 0, no período de frequência simulada. A curva de fase inicia-se em 0° e converge para 180°.

A equação (75) apresenta no formato simbólico o modelo matemático da corrente no indutor em função da razão cíclica. No Apêndice A.1, são detalhados os termos T_1 , T_2 e T_3 , que compõem a equação.

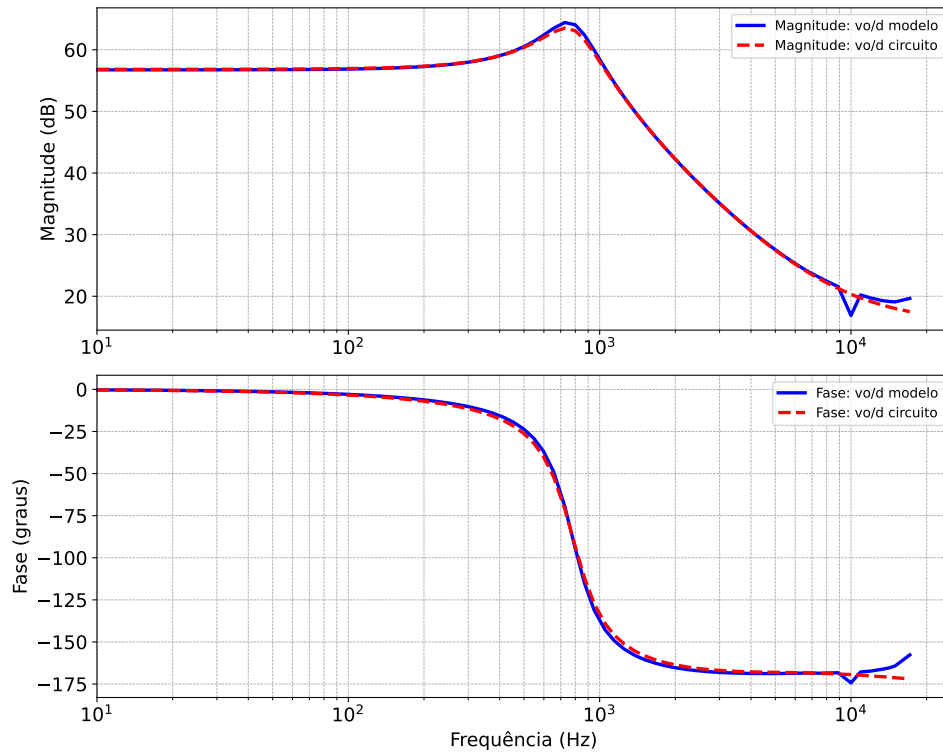
$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{E_1 (R_2 + rc_2) (Dn + 1) T_3}{T_1 T_2} \quad (75)$$

A equação descrita em (76) expressa matematicamente a dinâmica da corrente no indutor em função da razão cíclica do conversor. A resposta em frequência da planta é ilustrada na Figura 40, evidencia-se que a planta (curva em azul) descreve corretamente a dinâmica do conversor (curva em vermelho), para o ponto de operação descrito na Tabela 2. A planta possui dois polos complexos conjugados e dois zeros reais, como pode ser visto em (78) e (77).

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{5,852 \cdot (s + 1,147 \cdot 10^5) \cdot (s + 1165)}{s^2 + 2419s + 2,427 \cdot 10^7} \quad (76)$$

Os polos e zeros da função de transferência (76) são:

Figura 39 – Resposta em frequência da planta $\hat{v}_o(s)/d(s)$ e o circuito simulado.



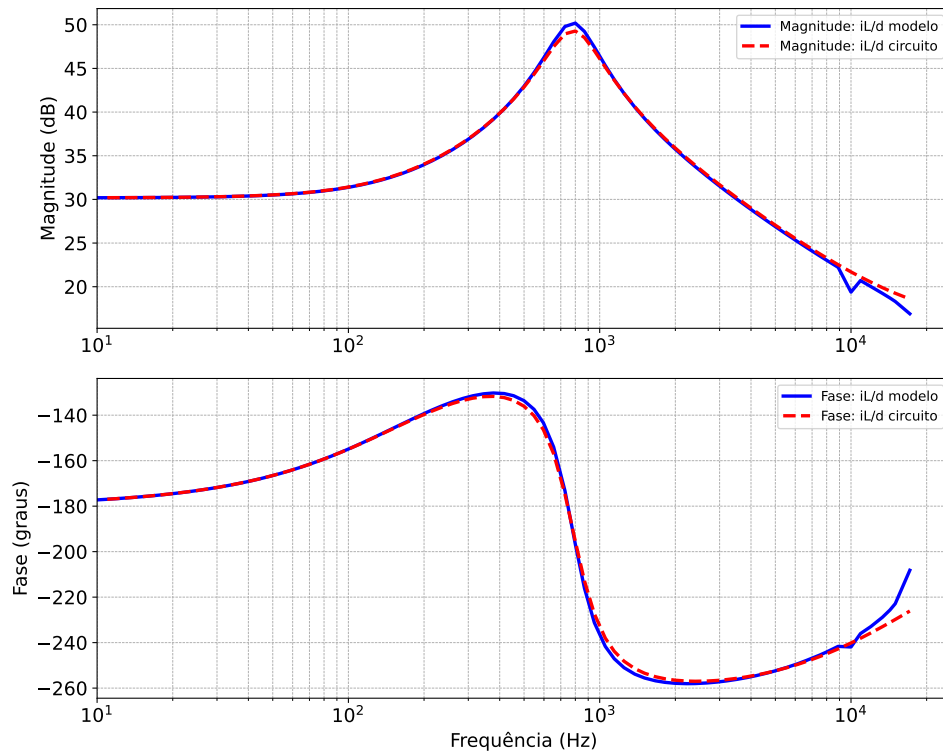
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

$$\text{Zeros: } z_1 = -1,147 \cdot 10^5, \quad z_2 = -1165 \quad (77)$$

$$\text{Polos: } p_1 = -1209,5 + 4375,8i, \quad p_2 = -1209,5 - 4375,8i \quad (78)$$

A resposta em frequência da planta $\hat{i}_L(s)/d(s)$ é apresentada na Figura 40. A planta em questão denota um ganho de aproximadamente 30 dB em baixas frequências, atingindo 50 dB no seu pico de ressonância, na frequência de 800Hz. A planta não demonstra passagem por 0 dB, no período simulado. A fase inicia-se em -180° e atinge valores de -260° em 2kHz, posteriormente apresenta uma dinâmica que tende a convergir novamente para 180° , a medida que a frequência aumenta.

Figura 40 – Resposta em frequência da planta $\hat{i}_L(s)/d(s)$ e o circuito simulado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

3.4 CONCLUSÃO

Nesse capítulo, foram apresentados o equacionamento por espaço de estados para modos de operação 2 e 4, sendo equacionadas as etapas referentes a cada modo, e apresentadas as matrizes de estado que as descrevem. Foram apresentadas também as validações dos modelos matemáticos que representam a dinâmica do conversor. A validação consiste na análise comparativa entre o modelo e o circuito, através da resposta em frequência, ambos por meio de resultados obtidos por meio de simulação.

Os modelos matemáticos foram obtidos para pontos de operação específicos. Para uma análise mais aprofundada, é necessário obter modelos para diferentes especificações, variando os valores de componentes, tensão e carga. Posteriormente, calcular o erro médio quadrático (MSE) e o erro médio absoluto percentual (MAPE), para verificar se os erros obtidos são baixos em "N" pontos de operação e especificações distintas.

4 PROJETO DE CONTROLE

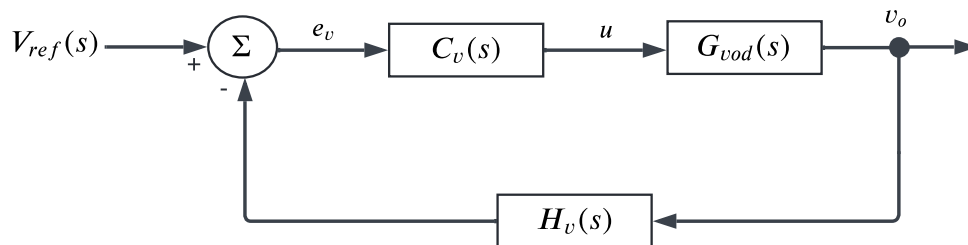
O projeto de controladores para sistemas dinâmicos tem como objetivo estabilizar o sistema em malha fechada, além de garantir que ele atenda a restrições específicas, como um desempenho adequado na resposta transitória, a capacidade de rejeitar perturbações e o cumprimento de limitações impostas ao sinal de controle.

4.1 TÉCNICAS DE CONTROLE

Técnicas clássicas, como os controladores que utilizam ganhos proporcionais, integrativos e derivativos, os chamados PI e PID, são amplamente aplicadas devido à sua simplicidade e eficácia. Os controladores supracitados possuem realimentação. Este tipo de controle refere-se a uma operação que, na presença de distúrbios, tende a diminuir a diferença entre a saída de um sistema e a entrada de referência, atuando com base nessa diferença.

A Figura 41 exemplifica o diagrama de blocos do controle de tensão, no qual há apenas uma malha de realimentação. Analisando a Figura 41, tem-se que o erro e_v é o resultado da diferença entre o valor de referência de tensão e o sinal v_o multiplicado pelo ganho do sensor de tensão $H_v(s)$. O sinal resultante é tratado pelo controlador de $C_v(s)$. O sinal de controle u , gerado por $C_v(s)$, é comparado com a portadora, gerando o sinal *PWM*.

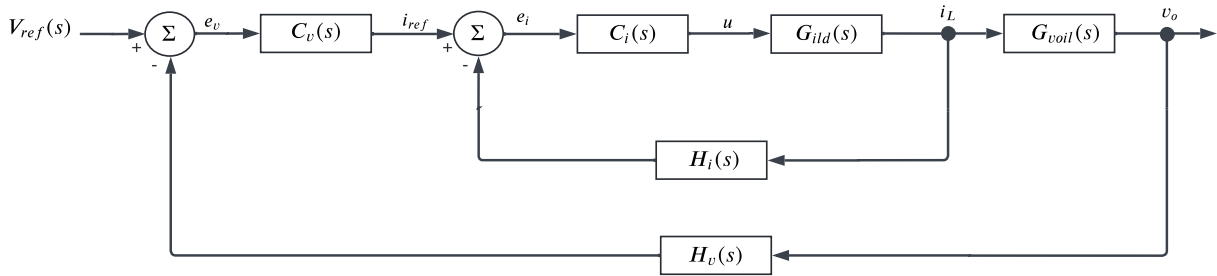
Figura 41 – Diagrama de Blocos de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

O controle de corrente em cascata é constituído por ao menos duas malhas de controle. Uma malha interna, sendo esta detentora de uma dinâmica rápida e considerando o conversor modelado e estará associada à corrente no indutor, e uma malha externa, que possui uma dinâmica mais lenta, representando a tensão de saída do conversor. O diagrama de blocos é ilustrado na Figura 42. Analisando o diagrama de blocos, observa-se que o erro de corrente e_i , como o resultado da subtração entre o valor de referência de corrente e o sinal de realimentação do indutor i_L multiplicado pelo ganho de corrente do sensor H_i , serve como sinal de entrada do compensador $C_i(s)$. Na malha externa, o erro e_v é dado pela diferença entre V_{ref} e sinal de realimentação da tensão de saída v_o multiplicado pelo ganho do sensor H_v . Nesta estratégia de controle, malha externa fica responsável por gerar o sinal de referência para a malha interna.

Figura 42 – Diagrama de Blocos de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.1.1 Controladores PI discretos

4.2 DIRETRIZES PARA O PROJETO DE CONTROLADORES

A fim de garantir a estabilidade e uma operação adequada do conversor, são definidos os critérios a serem alcançados durante o projeto dos controladores:

- Frequência de cruzamento por zero (f_c) limitada em um décimo da frequência de comutação.
- Alto ganho em baixas frequências e erro estático nulo em regime permanente.
- Atenuação do ganho em altas frequências para minimizar efeitos provenientes de ruídos.
- Margem de fase entre 30° e 90° .

Conforme recomendado por (Barbi, 2007), é indicado adotar uma frequência de corte f_c tal que $f_c \leq \frac{f_s}{10}$, seguindo uma abordagem mais conservadora e adequada para o controle digital. Controladores com frequências de corte elevadas possuem dinâmicas mais rápidas, ou seja, apresentam um tempo de acomodação menor. Contudo, nesses casos, a amplitude do sobressinal tende a ser maior. Por outro lado, frequências de cruzamento mais baixas resultam em uma resposta lenta às perturbações do sistema, tornando-o superamortecido. A margem de fase (MF) é um indicador da estabilidade do sistema. Margem de fase mais elevada tende a manter o sistema mais robusto, pois exige um atraso de fase maior para torná-lo instável. Além disso, uma MF elevada contribui para a redução do sobressinal do sistema (FUZATO, 2015).

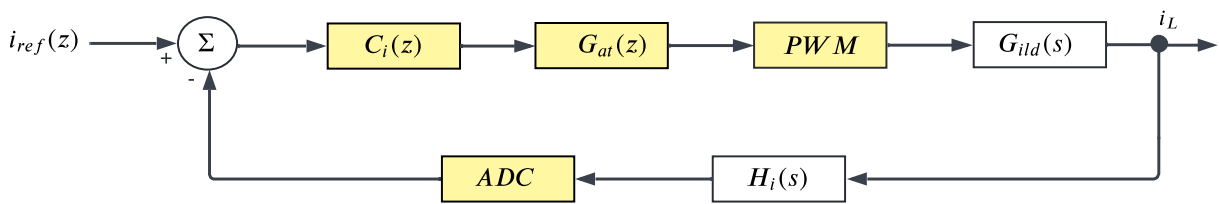
4.3 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE

No presente trabalho, os modelos de pequenos sinais foram obtidos e representados através de funções de transferência no domínio da frequência, plano s . No entanto, um compensador digital $C(z)$ é mais apropriado para o controle da modulação em conversores multifásicos, pois apresenta maior resistência a ruídos, algo fundamental para aplicações em alta potência (Zhang, 2008).

Para a obtenção dos controladores digitais, se faz necessário a discretização das plantas em questão, para que na sequência seja possível projetar os controladores. Um diagrama de controle digital é esboçado na Figura 43.

No diagrama descrito na Figura 43, os blocos em amarelo representam a parte discretizada, o compensador digital $C_i(z)$, atraso computacional $G_{at}(z)$, modulação por largura de pulso PWM , e o conversor analógico-digital ADC . Os atrasos computacionais considerados fazem parte do processamento interno do CPU , que necessita desse tempo para o condicionamento do sinal amostrado. Sendo de suma importância para os aspectos construtivos do controlador, a não consideração destes tempos pode instabilizar o controlador.

Figura 43 – Diagrama de Blocos de controle.



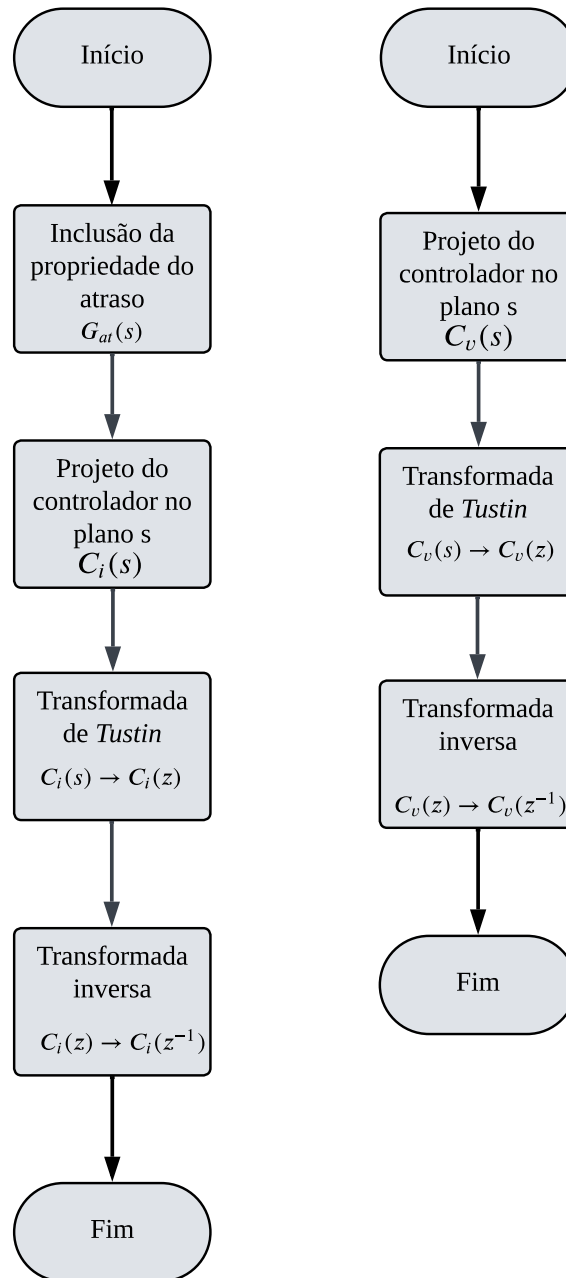
Fonte: Adaptado de (Wenk, 2019).

No contexto do microcontrolador, existem atrasos a serem considerados durante a discretização, conforme demonstrado na Figura 43. Neste trabalho, foi convencionado adotar o período de amostragem T_a igual à frequência de comutação. Dessa forma, o conversor ADC e o PWM serão atualizados durante T_a .

Para exemplificar o processo de discretização, foi gerado o fluxograma ilustrado na Figura 44. O fluxograma da esquerda representa o procedimento de projeto de controle discretizado para a malha de corrente, o segundo demonstra a sequência de etapas do projeto de controle do compensador de tensão. Esta metodologia adotada visa à discretização dos controladores em cascata, entretanto, pode ser aplicada para controladores apenas de tensão ou de corrente.

A primeira etapa, apresentada na Figura 44, consiste em obter o modelo matemático da planta de corrente $G_i(s)$ já com os ganhos do sensor e da modulação, no domínio da frequência. Na segunda etapa, é incluído o atraso computacional $G_{at}(s)$. Na terceira etapa, é possível projetar o controlador $C_i(s)$, com o atraso computacional já inserido. Na penúltima etapa, o controlador projetado no plano s é convertido para o plano z , através da transformada de *Tustin* ou bilinear. Posteriormente, na última etapa, é aplicada a transformada inversa de z , desta forma, é possível implementar o controlador digital, através de equações de diferenças.

Figura 44 – Procedimento para projeto dos controladores de corrente e tensão.



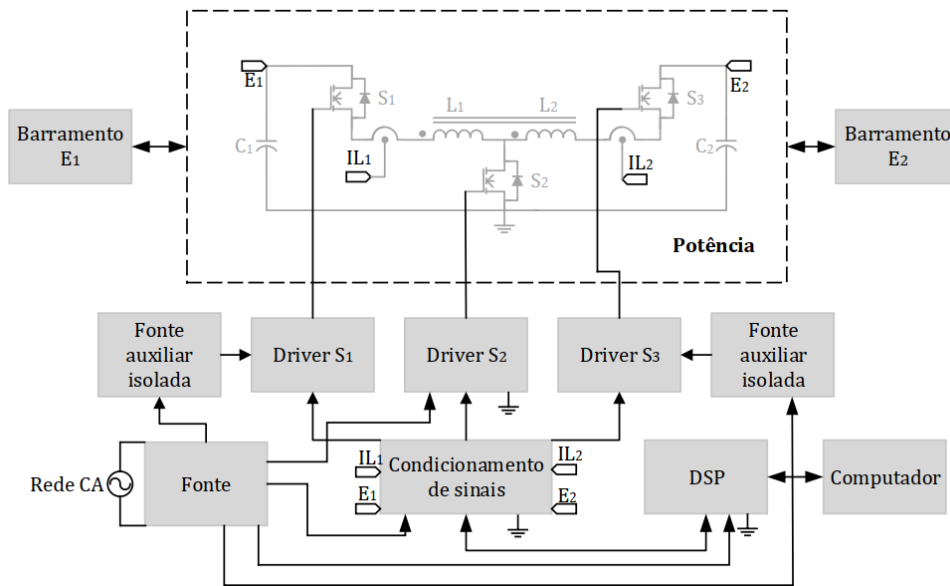
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Para a segunda malha descrita, em Figura 44, o fluxograma não contempla o atraso computacional, mas sim o ganho proveniente da malha de corrente, ao passo que a banda passante a ser considerada no projeto da malha de tensão deva ser de cerca de uma década abaixo da banda passante da malha de corrente. Portanto, o atraso computacional não terá impacto na dinâmica de controle (Odagui, 2018). O valor do atraso considerado é igual ao período de amostragem T_a , e pode ser modelado pela aproximação de primeira ordem de Padé (Buso; Mattavelli, 2006), dado por:

$$e^{-sT_a} \approx \frac{s - \frac{T_a}{2}}{s + \frac{T_a}{2}} \quad (79)$$

O condicionamento dos sinais de controle utiliza circuitos com amplificadores operacionais. A leitura de corrente é proveniente de *sensores Hall*, enquanto que a leitura de tensão é feita através de divisores de tensão, na entrada inversora do amplificador. Os sinais são tratados pelo circuito e enviados para os conversores *ADC* do microcontrolador. Os ganhos dos sensores podem ser considerados unitários, uma vez que é possível compensá-los por meio do código implementado. Na Figura 45 é apresentada a estrutura de conexão do protótipo.

Figura 45 – Diagrama de conexões entre os componentes do protótipo.



Fonte: (Rosa, 2019)

4.4 CONSIDERAÇÕES ACERCA DA IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL.

Em (Shah; Patel, 2015), é abordada uma análise entre diferentes métodos aplicados na discretização do controlador PI. Nos casos apresentados, as equações apresentam um formato muito próximo de (80). O formato apresentado é a forma canônica do controlador PI discreto, os coeficientes a e b representam as combinações dos ganhos K_p e K_i do controlador.

$$y[k] = y[k - 1] + a.u[k] + b.u[k - 1] \quad (80)$$

Embora a implementação através da equação apresentada anteriormente seja amplamente aplicada, esta adiciona problemas em sistemas reais. O primeiro deles está relacionado aos ganhos a e b , pois, ao alterar os ganhos K_p e K_i , resulta em um novo cálculo de a e b , que impacta no ajuste de sincronismo do controlador. O outro problema está relacionado com o efeito

windup. No formato da equação apresentada, não é possível acessar o integrador separadamente, dificultando a utilização de técnicas *anti – windup* (Bohn; Atherton, 1995). Como existem diferentes métodos para discretização, os ganhos a e b mudam de acordo com a respectiva técnica utilizada, consequentemente os controladores também (Moraes, 2020).

Neste contexto, recomenda-se discretizar o ganho proporcional e o integrador separadamente, conforme (81)

$$C_i(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = K_p + K_i \left(\frac{1}{1 - z^{-1}} \right) \quad (81)$$

4.5 PROJETO DE CONTROLADORES NO SENTIDO *BUCK*

Com as funções de transferência já definidas, realiza-se o projeto dos controladores. Inicialmente, será projetado o controlador de corrente, utilizando a função de transferência definida em (49). O projeto de controle será realizado por meio da ferramenta *sisotool*.

4.5.1 Projeto de controlador de corrente

O primeiro passo é inserir o atraso computacional $G_{at}(s)$, conforme descrito na metodologia apresentada na seção anterior. Na equação (82), o atraso computacional é adicionado à função de transferência da corrente no indutor em função da razão cíclica. O modelo resultante apresenta dois polos complexos, localizados aproximadamente em 2kHz, e dois zeros: um localizado em 536Hz e o outro no semiplano direito, com frequência de 23kHz. Na Figura 48 é possível observar a resposta em frequência do modelo $G_i(s) = \hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$. Em baixas frequências, a curva de ganho aproxima-se de 24 dB, alcançando um pico de ressonância em 2kHz, com um ganho de 40 dB. A fase inicial é de 0°, e, à medida que a frequência aumenta, a fase converge para 180°.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = G_{at}(s) \left(\frac{-4,803 \cdot (s - 1,493 \cdot 10^5) \cdot (s + 3401)}{s^2 + 7867s + 1,775 \cdot 10^8} \right) \quad (82)$$

Na Equação (84), é apresentado o controlador obtido. Para a malha de corrente, foi adotado um controlador do tipo PI. Para garantir ganho infinito em baixas frequências e erro estático nulo em regime permanente, foi alocado um polo na origem. Além disso, um zero foi posicionado na frequência de 536Hz com o objetivo de atenuar os efeitos dos polos complexos. Com essa configuração, foi possível obter uma frequência de cruzamento em 0 dB de 3.5kHz, assegurando uma margem de fase (MF) de aproximadamente 77,4°. A Figura 46 apresenta a resposta em frequência do modelo compensado $G_{ilcomp}(s)$, conforme a equação (83), evidenciando as características descritas.

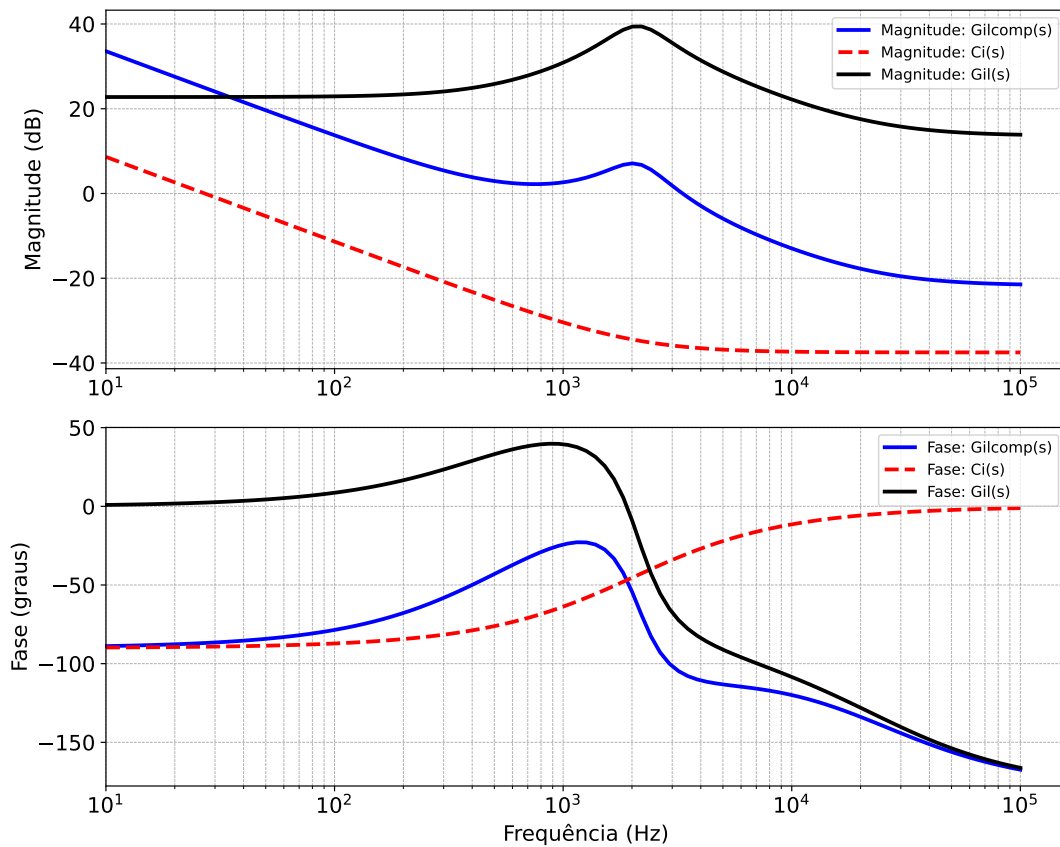
$$G_{ilcomp}(s) = \frac{-0.08221s^3 + 1.094 \cdot 10^4 s^2 + 1.947 \cdot 10^8 s + 5.324 \cdot 10^{11}}{s^3 + 7867s^2 + 1.776 \cdot 10^8 s} \quad (83)$$

$$C_i(s) = \frac{0.01332(s + 1.275 \cdot 10^4)}{s} \quad (84)$$

Na Figura 46, é ilustrada a resposta em frequência do compensador $C_i(s)$. Após a aplicação da transformada z e sua inversa, obtém-se a equação (85).

$$C_i(z) = \frac{0.01757 - 0.009074z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (85)$$

Figura 46 – Diagrama de Bode de $G_i(s)$, $C_i(s)$ e $G_{ilcomp}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.5.2 Projeto de controlador de tensão

O projeto do controlador de tensão baseia-se no modelo matemático apresentado na equação (86), que descreve a dinâmica da tensão de saída em função da corrente no indutor, obtida pela divisão de (45) por (49). A resposta em frequência da função de transferência $G_{vil}(s) = \hat{v}_o(s) / \hat{i}_L(s)$ é ilustrada na Figura 47. Em baixas frequências, a curva de ganho aproxima-se de 20 dB. À medida que a frequência aumenta, o ganho diminui gradualmente até se aproximar de 0 dB, sem cruzar essa linha. A fase inicial é de 0°, e, à medida que a frequência aumenta, a fase converge novamente para 0°.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{1.498s + 67988}{s + 3403} \quad (86)$$

O modelo matemático descrito em (86) apresenta uma dinâmica de primeira ordem. Desta forma, um integrador é suficiente para esta malha de controle. Com o modelo compensado $G_{vilcomp}(s)$, conforme a equação (87), a curva passa a cruzar a linha de 0 dB em 449Hz, com uma margem de fase de aproximadamente 35 °, conforme ilustrado na Figura 47.

$$G_{vilcomp}(s) = \frac{274,2s + 1,244 \cdot 10^7}{s^2 + 3403s} \quad (87)$$

É importante destacar que a frequência adotada não atende ao critério de estar uma década abaixo da frequência da malha interna. Essa escolha se justifica pelo fato de que uma frequência inferior resultaria em um tempo de acomodação lento. Portanto, optou-se por elevar a frequência de cruzamento, garantindo uma resposta mais rápida às perturbações. Essa decisão implicou em uma frequência de passagem por zero maior, reduzindo a diferença entre as frequências das malhas interna e externa para menos de uma década.

A equação (88) apresenta o controlador.

$$C_{vil}(s) = \frac{183}{s} \quad (88)$$

Na Figura 47 é ilustrada a resposta em frequência do controlador $C_{vil}(s)$. Após a aplicação da transformada z e sua inversa, encontra-se a equação (89).

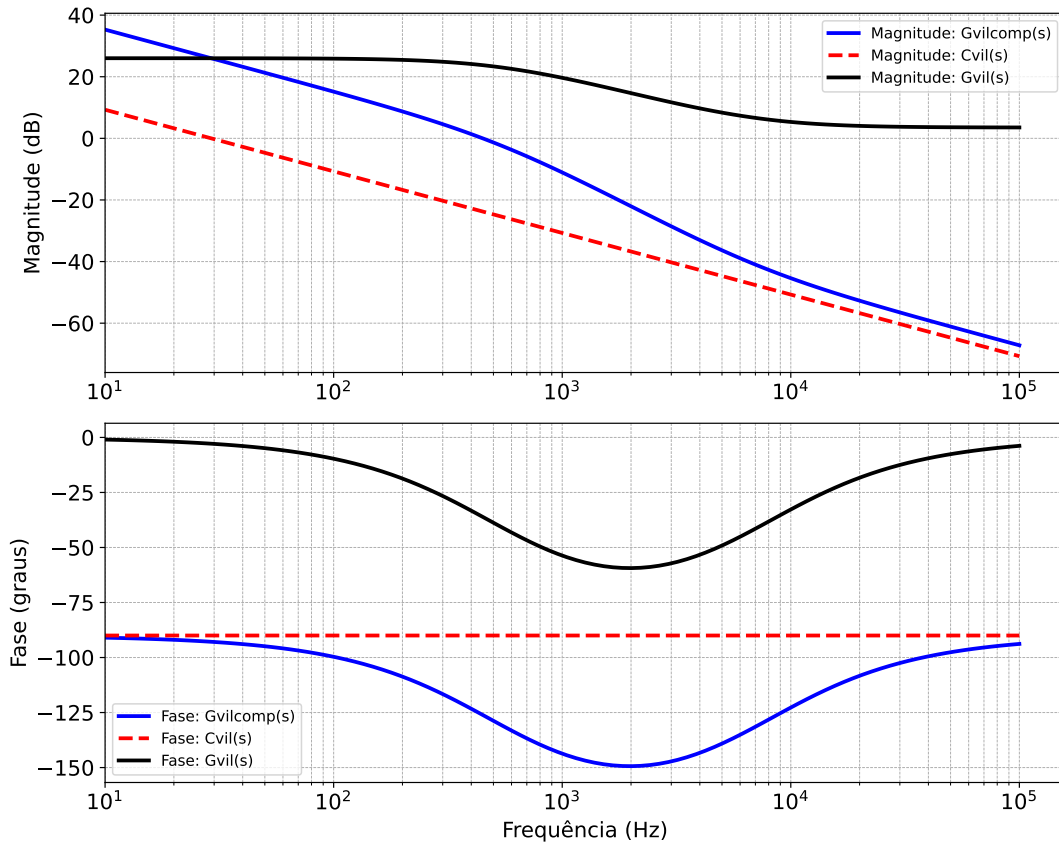
$$C_{vil}(z) = \frac{0,004575 + 0,004575z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (89)$$

4.6 PROJETO DE CONTROLADORES NO SENTIDO *BOOST*

4.6.1 Projeto de controlador de corrente

De forma análoga ao projeto no sentido *Buck*, é inserido o atraso computacional. Na equação (90), é adicionado o atraso computacional à função de transferência da corrente no indutor em função da razão cíclica. O modelo apresenta dois polos complexos, situados aproximadamente em 784Hz, e dois zeros: um alocado em 186Hz e outro em 18.3kHz. Na Figura 48 é possível observar a resposta em frequência do modelo $G_i(s) = \hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$. Em baixas frequências, a curva de ganho aproxima-se de 20 dB, alcançando um pico de ressonância em 784Hz, com um ganho de 51 dB. A fase inicial é de 0°, e, à medida que a frequência aumenta, a fase converge novamente para 0°.

Figura 47 – Diagrama de Bode de $G_{vil}(s)$, $C_{vil}(s)$ e $G_{vilcomp}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = G_{at}(s) \left(\frac{5,852 \cdot (s + 1,147 \cdot 10^5) \cdot (s + 1165)}{s^2 + 2419s + 2,427 \cdot 10^7} \right) \quad (90)$$

Na equação (92), é apresentado o controlador implementado. Para a malha de corrente, foi adotado um controlador do tipo PI. Para assegurar ganho infinito em baixas frequências e erro estático nulo em regime permanente, foi alocado um polo na origem. A margem de fase obtida é de 77.6 °, enquanto a frequência de cruzamento por 0 dB é de 2.17kHz. A Figura 48 ilustra a resposta em frequência do modelo compensado $G_{ilcomp}(s)$, apresentado na equação (91), evidenciando as características descritas.

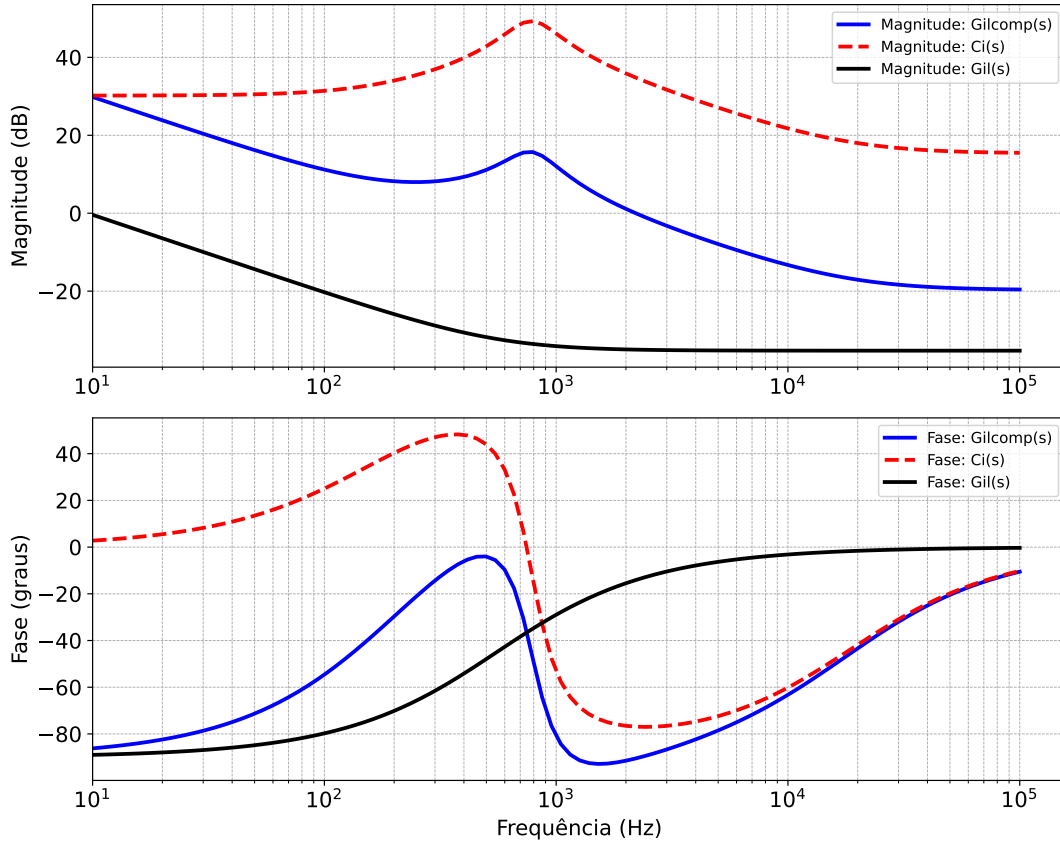
$$G_{ilcomp}(s) = \frac{0,1033s^3 + 1,232 \cdot 10^4 s^2 + 5,473 \cdot 10^7 s + 4,72 \cdot 10^{10}}{s^3 + 2419s^2 + 2,427 \cdot 10^7 s} \quad (91)$$

$$C_i(s) = \frac{0,017222(s + 3478)}{s} \quad (92)$$

Na Figura 48, é ilustrada também a resposta em frequência do controlador $C_i(s)$. Após a aplicação da transformada z e sua inversa, obtém-se a equação (93).

$$C_i(z) = \frac{0,01872 - 0,01572z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (93)$$

Figura 48 – Diagrama de Bode de $G_i(s)$, $C_i(s)$ e $G_{ilcomp}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.6.2 Projeto de controlador de tensão

O projeto do controlador de tensão utiliza o modelo matemático apresentado em (94). Essa equação descreve a dinâmica da tensão de saída em relação à corrente no indutor, obtida pela divisão do modelo (72) por (76). A resposta em frequência da função de transferência $G_{vil}(s) = \hat{v}_o(s) / \hat{i}_L(s)$ é apresentada na Figura 49. Em baixas frequências, a curva de ganho aproxima-se de 20 dB. A fase inicial é de 0°, e, à medida que a frequência aumenta, a fase converge para 180°.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{-1,016s^2 + 20740s + 1,151 \cdot 10^9}{s^2 + 52888s + 1,268 \cdot 10^8} \quad (94)$$

Para atender às diretrizes de controle descritas anteriormente, é projetado um controlador composto por um integrador, o qual é suficiente para garantir a estabilidade em malha fechada. O controlador é apresentado na equação (95).

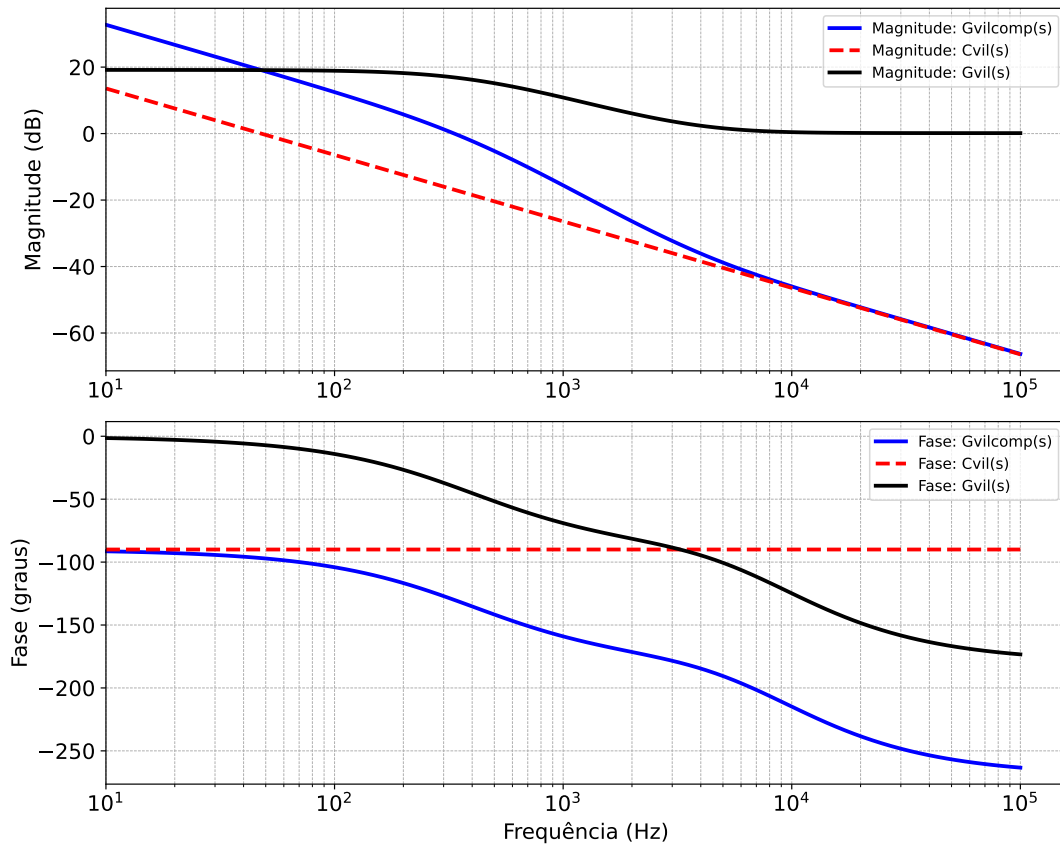
$$C_{vil}(s) = \frac{300}{s} \quad (95)$$

Na Figura 49 é possível observar a resposta em frequência do controlador $C_{vil}(s)$ e do modelo compensado $G_{vilcomp}(s)$, apresentado na equação (97), onde o modelo passa a cruzar a linha de 0dB em 334Hz com uma margem de fase de $49,9^\circ$. Analisando a margem de fase, observa-se que apenas com o integrador a dinâmica já é satisfatória, tornando desnecessária a aplicação de um controlador PI. Após a aplicação da transformada z e sua inversa, encontra-se a equação (96), que descreve o controlador no plano discreto.

$$C_{vil}(z) = \frac{0,01872 - 0,01572z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (96)$$

$$G_{vilcomp}(s) = \frac{-304,8s^2 + 6,222 \cdot 10^6 s + 3,453 \cdot 10^{11}}{s^3 + 52888s^2 + 1,268 \cdot 10^8 s} \quad (97)$$

Figura 49 – Diagrama de Bode de $G_{vil}(s)$, $C_{vil}(s)$ e $G_{vilcomp}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.7 CONCLUSÃO

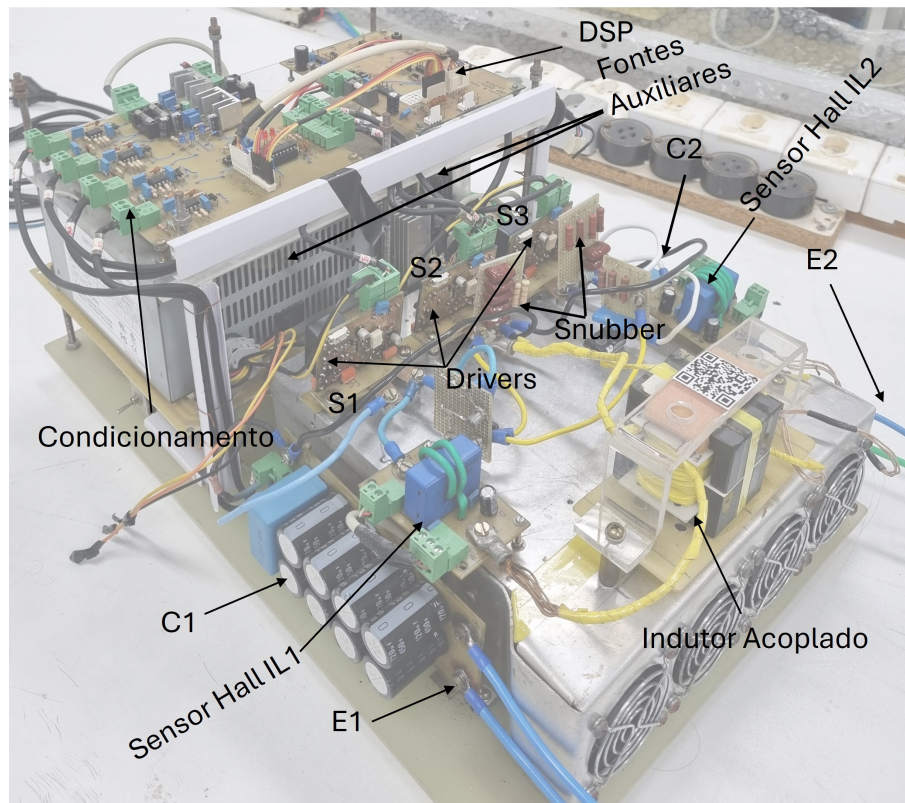
Neste capítulo, foram apresentados os projetos dos controladores, detalhando as diretrizes adotadas para o desenvolvimento e definição dos compensadores. São discutidos os princípios de controle aplicados, incluindo as especificações de desempenho e os critérios de robustez, além das escolhas de parâmetros que garantem a estabilidade e eficiência do sistema. Aborda-se também a metodologia utilizada para a discretização dos compensadores, com ênfase nos algoritmos e técnicas aplicadas para a implementação digital em sistemas reais.

No intuito de avaliar o comportamento dinâmico do sistema, é apresentado o diagrama de Bode, tanto para o compensador quanto para a planta em malha fechada, proporcionando uma análise detalhada das características de frequência do sistema e permitindo ajustes finos nos parâmetros de controle para atingir as metas de desempenho desejadas.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção será apresentada e discutida a validação experimental do conversor operando em malha fechada. Os ensaios são realizados a partir de um protótipo construído em laboratório por (Rosa, 2019), e pode ser visto nas Figuras 50 e 81. Por se tratar de um conversor bidirecional, serão apresentados os resultados das dinâmicas de controle nos sentidos de operação *Boost* e *Buck*. Destaca-se que as perturbações de redução de potência impostas levam o conversor a operar em modo de condução descontínua(MCD). O controle foi aplicado sob uma potência de 500 W, devido a limitações de *Hardware*, elevadas sobretensões nos semicondutores, devido à dispersão oriunda do indutor acoplado. Portanto, para evitar a queima dos componentes devido a sobretensões durante os ensaios, optou-se por operar nessa potência e aplicar degraus de carga de até 40%.

Figura 50 – Protótipo utilizado.



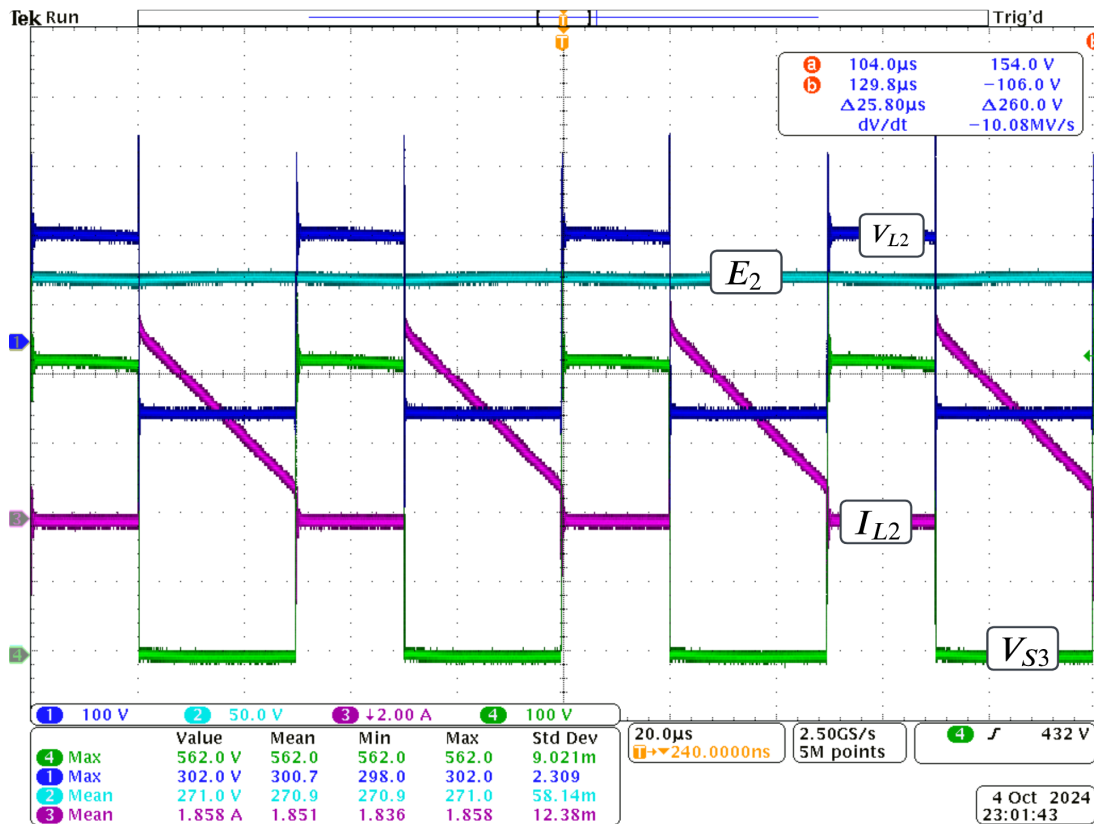
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

5.1 RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO BOOST

O conversor, operando em regime permanente no sentido reverso, ou seja, de E_1 para E_2 é apresentado na Figura 51, as formas são: em azul-escuro, a tensão sobre o enrolamento L_2 , em azul-claro, a tensão na carga E_2 , em verde, a tensão sobre o interruptor S_3 e em rosa, a corrente no enrolamento L_2 . A potência processada em regime é de 500 W e o conversor se

encontra operando em CCM.

Figura 51 – Formas de onda do Conversor sentido Boost.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Para avaliar a resposta dinâmica do conversor a uma variação do sinal de referência, foi implementada uma lógica via código, permitindo a mudança da tensão de referência do controle durante a operação do conversor. Na Figura 52, é possível observar a aplicação do degrau de 68V. A tensão de saída do conversor apresenta um valor inicial em torno de 202V, atinge o valor nominal de 270V após a mudança de referência e, em seguida, retorna para a tensão de 202V. Evidencia-se a dinâmica do controle da corrente frente às perturbações impostas, o que aumenta a corrente no enrolamento I_{L2} quando a tensão (E_2) é aumentada, cumprindo de forma coerente a lei de controle aplicada, ou seja, a corrente controlada em função da tensão de saída do conversor.

Nas Figuras 53 e 56, são apresentadas as respostas experimentais ao degrau de referência, de forma ampliada, utilizando a função Zoom disponível no osciloscópio. Ao analisar as Figuras 54, 55, 57 e 58, observa-se que o comportamento de estabilização é semelhante entre os resultados experimentais e simulados. No entanto, há uma diferença significativa no tempo de acomodação durante o degrau de aumento. Nesse contexto, quando ocorre o degrau de diminuição, o conversor passa a operar no modo de condução descontínua (MCD). Essa condição ocorre em ambos os resultados, experimental e simulado.. A Tabela 3 apresenta uma comparação dos tempos de acomodação entre os resultados experimentais e simulados.

Durante as simulações numéricas, o circuito utilizou, conforme explicitado no capítulo

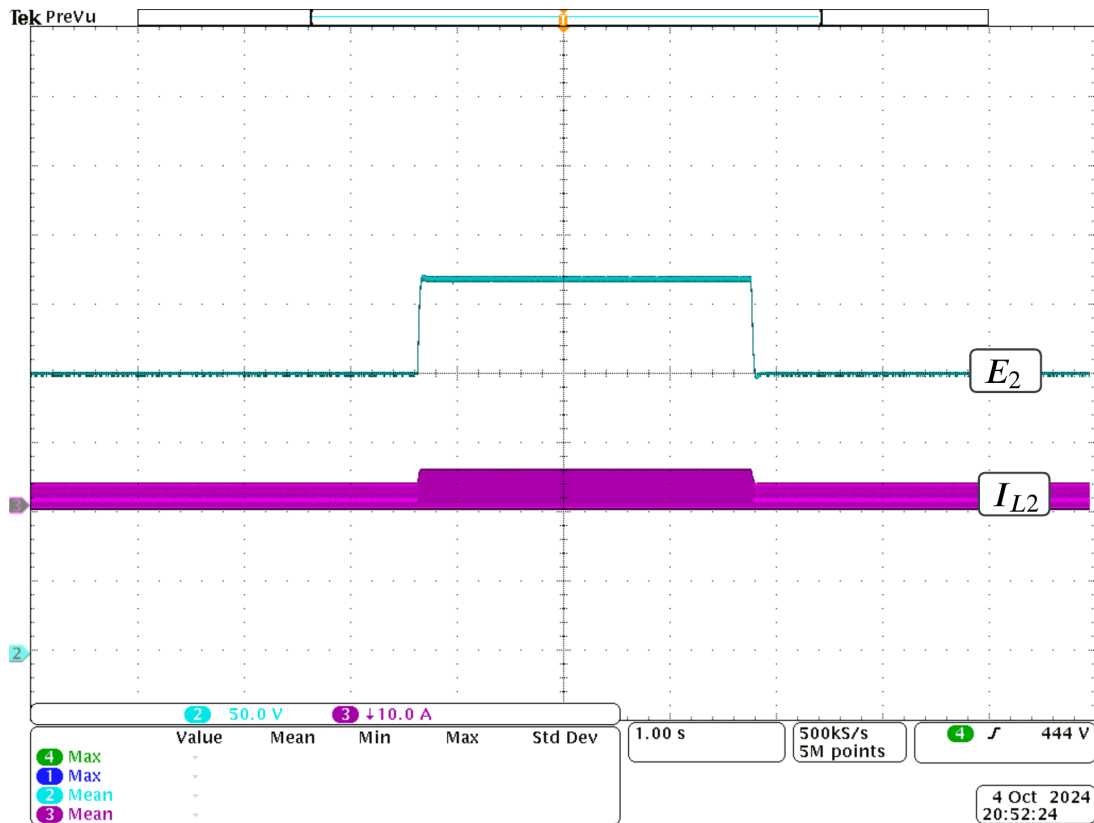
de modelagem, as resistências série do enrolamento do primário e do capacitor. No entanto, divergências entre os resultados simulados e os experimentais podem surgir, pois os modelos dos componentes reais apresentam uma complexidade maior do que a considerada na simulação.

Tabela 3 – Tempos de acomodação no degrau de referência.

Tempo de acomodação		
Degrau	Simulação	Experimental
Diminuição	78ms	80,80 ms
Aumento	42,50ms	43 ms

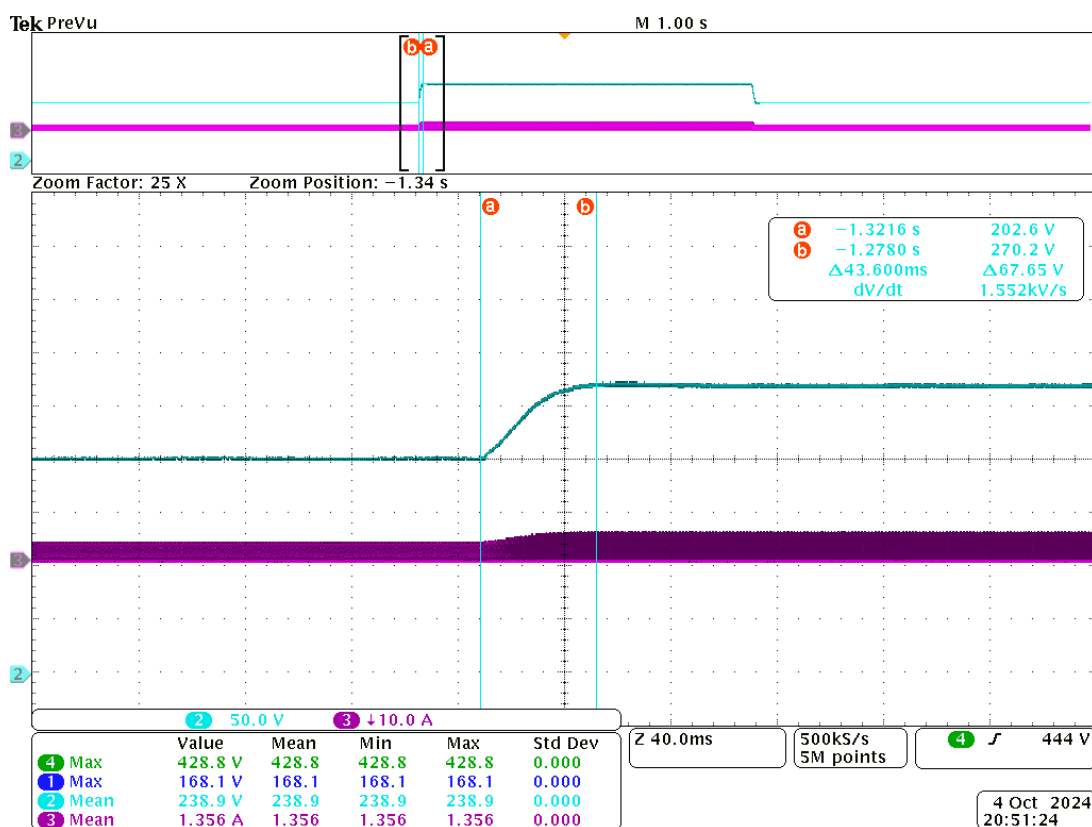
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 52 – Degraus de referência consecutivos.



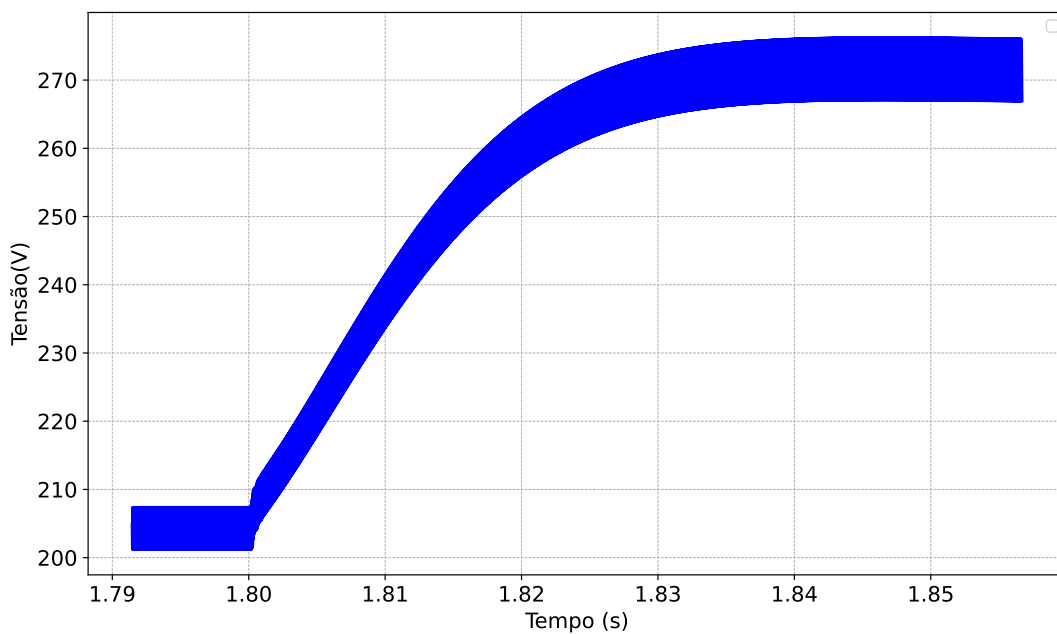
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 53 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de aumento de tensão.



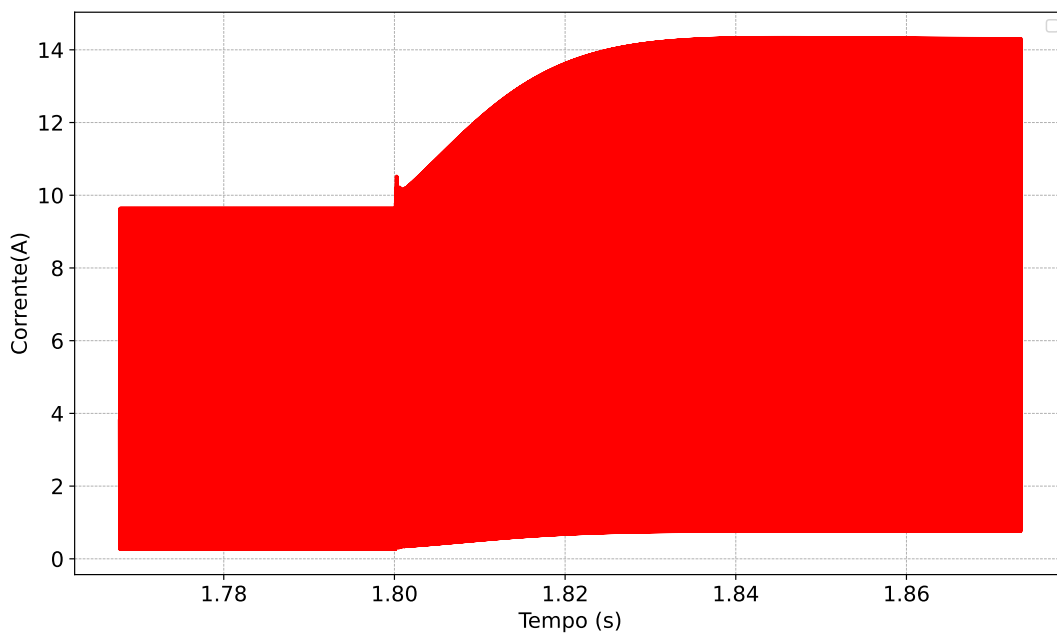
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 54 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de aumento de tensão (simulação).



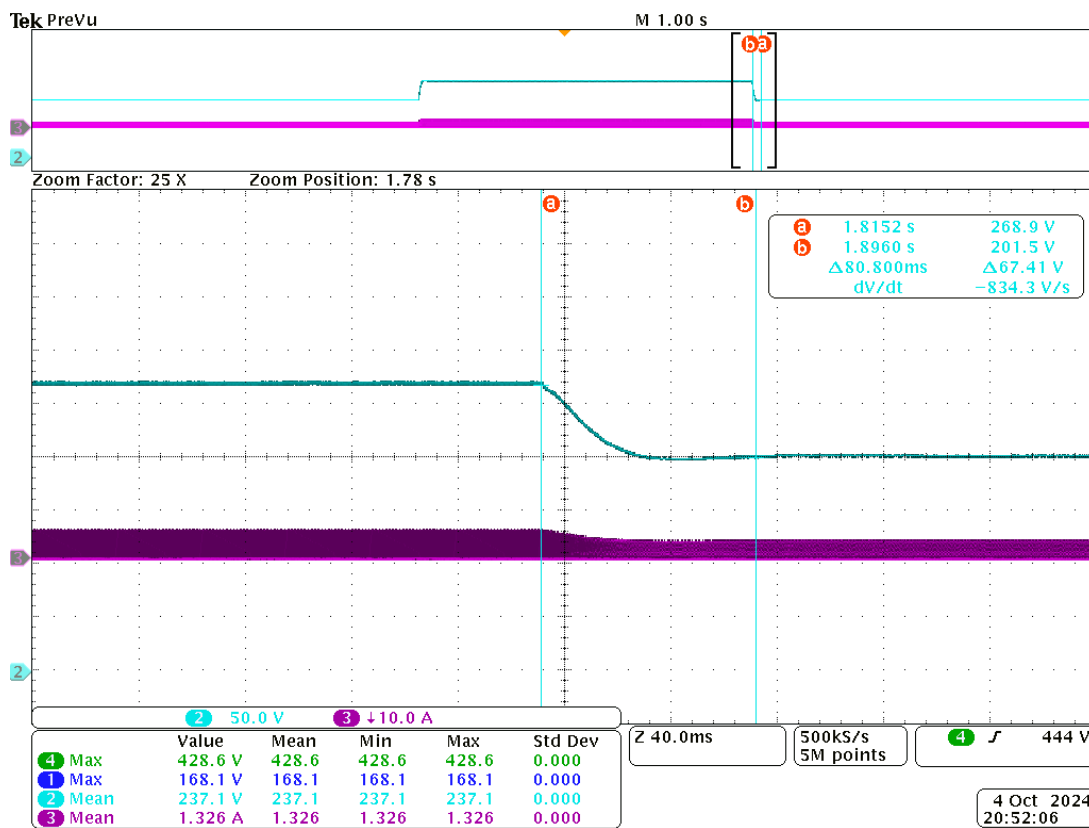
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 55 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L2} durante o degrau de aumento de tensão (simulação).



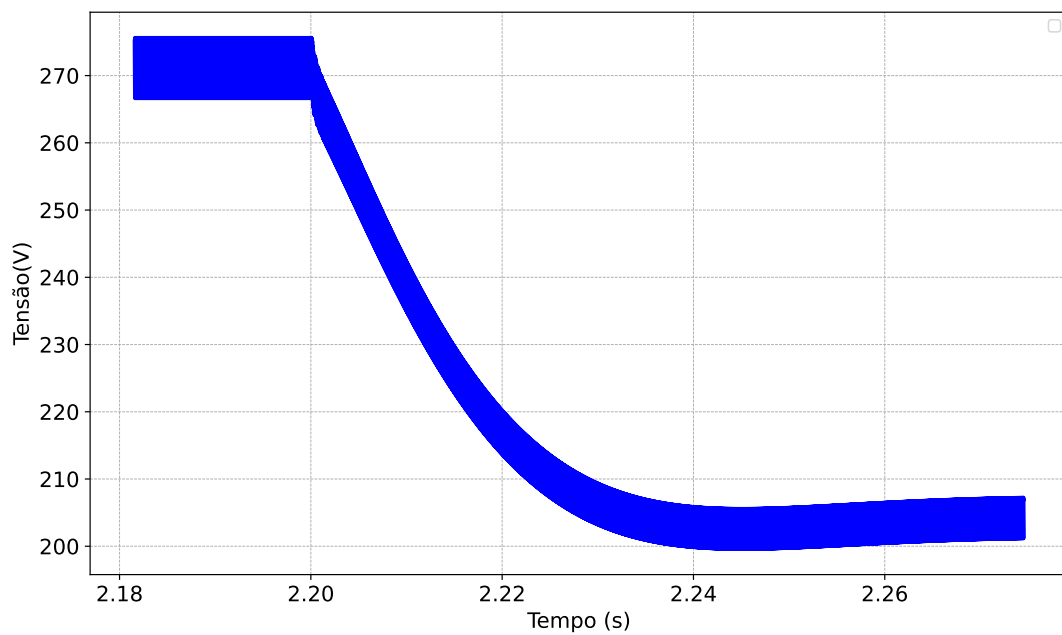
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 56 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de diminuição de tensão.



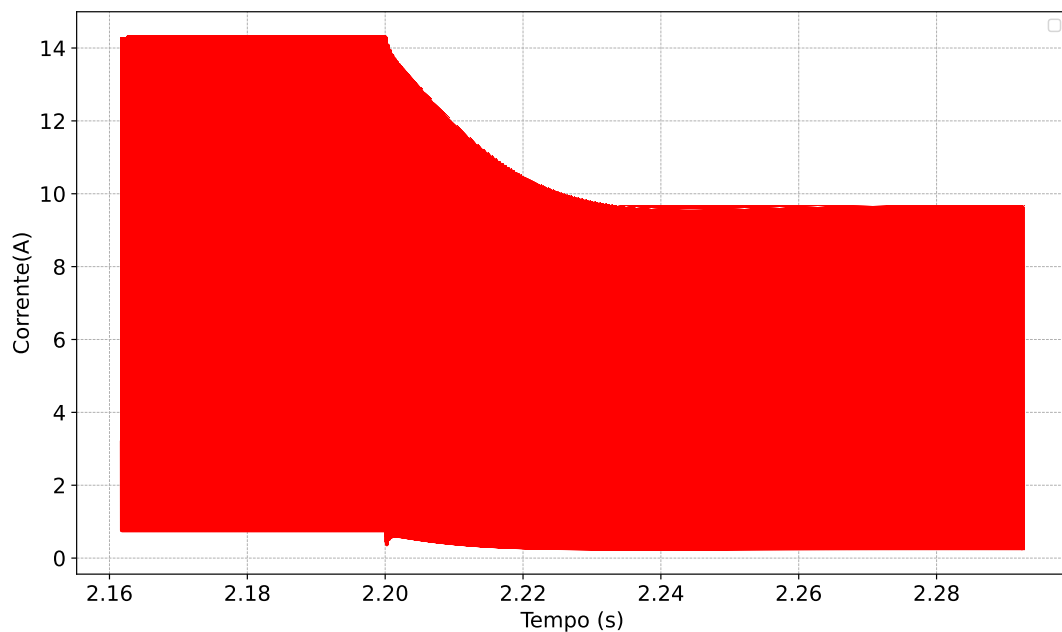
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 57 – Forma de onda de tensão de saída E_2 durante o degrau de diminuição de tensão(simulação).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 58 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L2} durante o degrau de aumento de tensão(simulação).

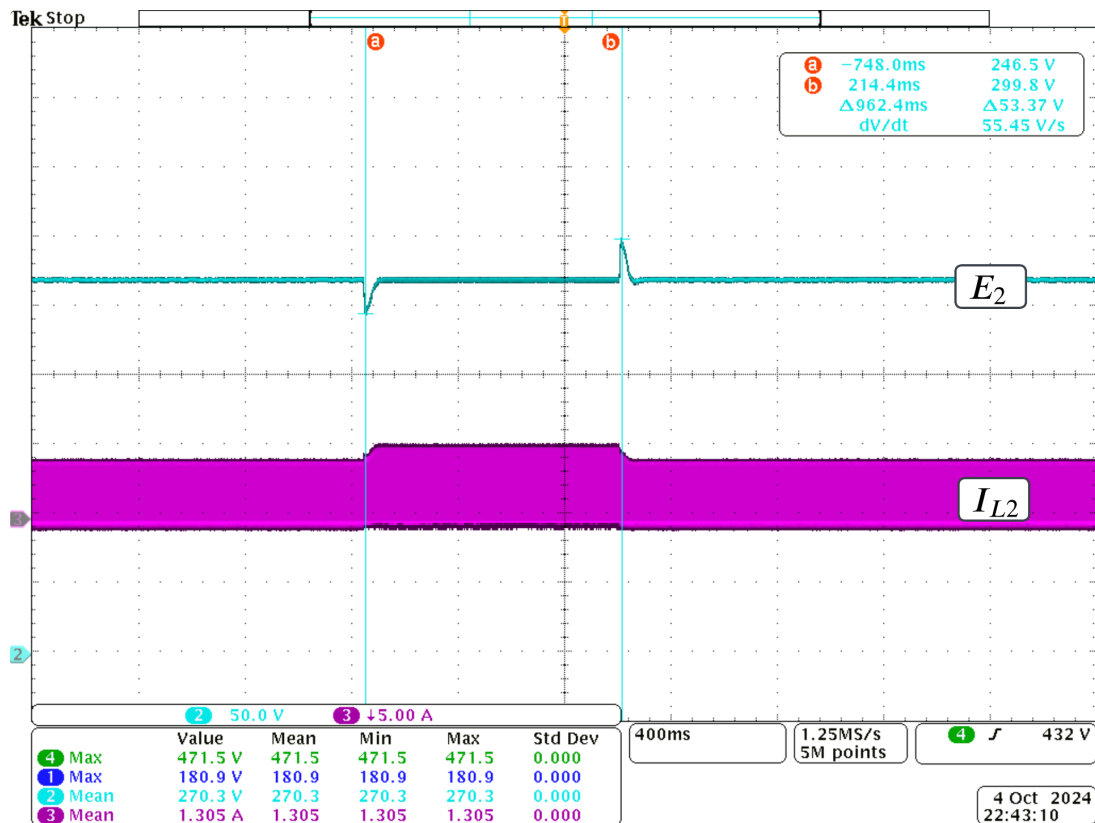


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

O ensaio seguinte tem o intuito de validar o controle diante das variações abruptas de carga. O conversor inicia a operação com uma combinação de resistências em série e paralelo, que totalizam 201Ω , operando a 347 W. Posteriormente, são retirados 57Ω , o que representa um

aumento de 40% na corrente da carga. Em seguida, são somados 57Ω à carga, o que caracteriza uma redução de carga, diminuindo a corrente em 40%. A Figura 59 ilustra a dinâmica descrita, tanto na tensão E_2 quanto na corrente I_{L2} .

Figura 59 – Degrau de aumento e retirada de 40% de carga.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

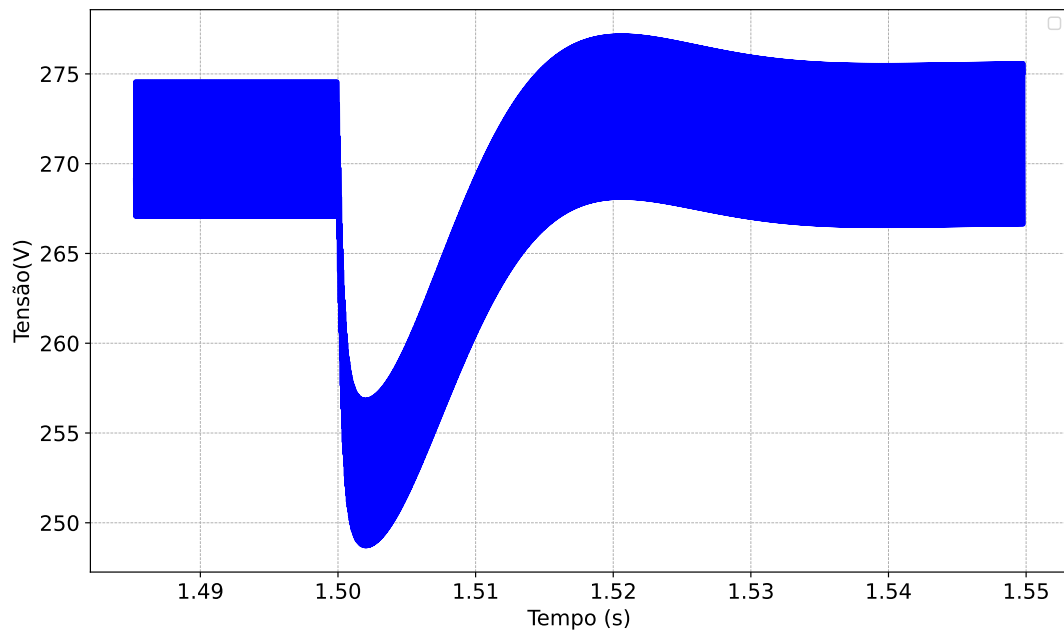
Nas Figuras 62 e 65 é possível observar as dinâmicas do controlador no aumento e retirada de carga, respectivamente. Além disso, as grandezas em questão que estão sendo avaliadas são a tensão de saída e a corrente no enrolamento do secundário I_{L2} . Na Figura 59, o sobressinal registrado é cerca de 29V durante a retirada de carga e o afundamento durante o aumento é de 23,1V. Ao comparar os resultados das simulações, apresentados nas Figuras 60, 61, 63 e 64, observam-se dinâmicas similares, como sobressinais e afundamento de tensão. No entanto, as simulações exibiram respostas mais oscilatórias. Na Tabela 4, são apresentados os tempos de estabilização e a variação de tensão, comparando os resultados experimentais com os simulados.

Tabela 4 – Tempo de acomodação de degrau de carga e ΔV .

Tempo de acomodação/ ΔV		
Degrau	Simulação	Experimental
Aumento	50ms/25V	51,80 ms/23,1V
Retirada	55ms/27V	52,80 ms/29V

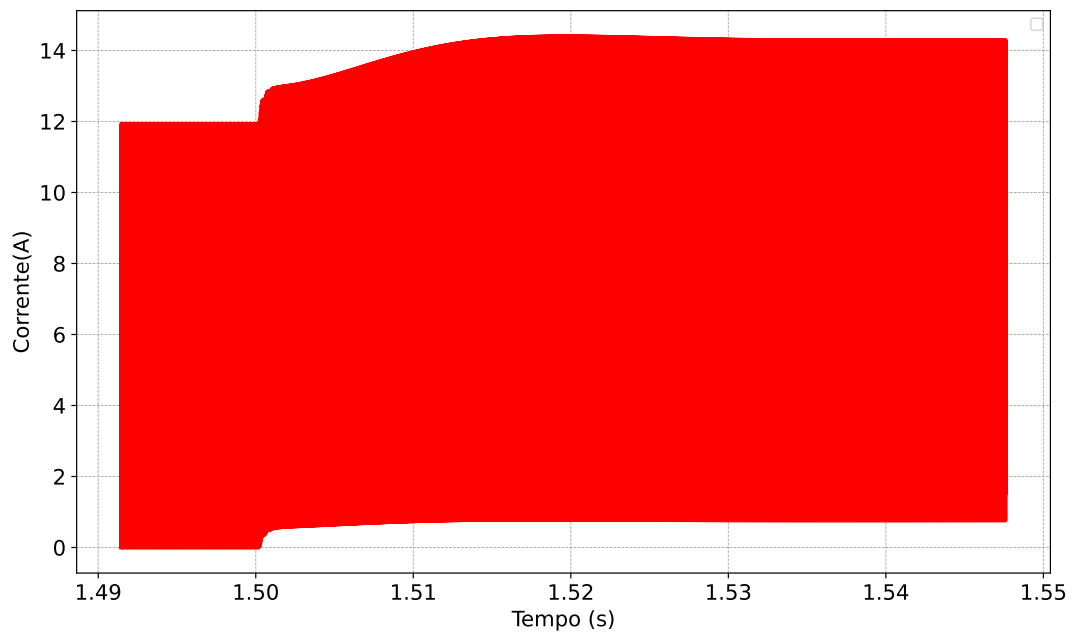
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 60 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de tensão.



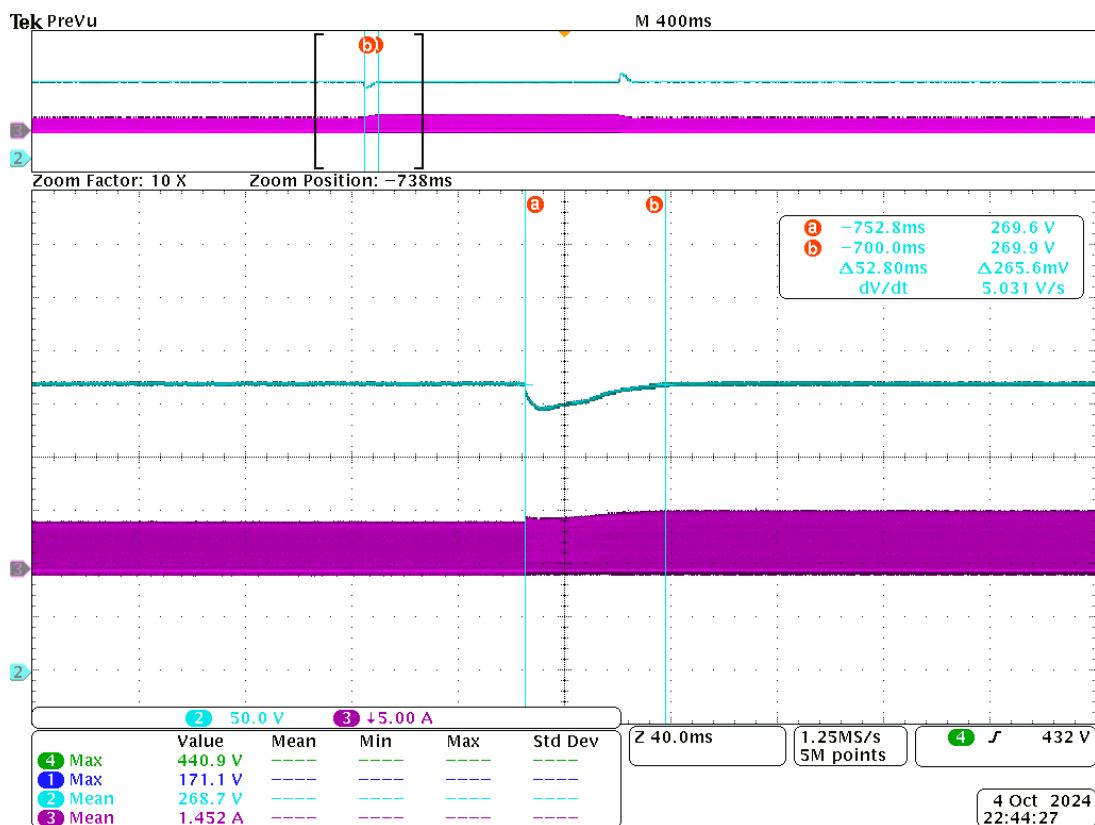
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 61 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de corrente.



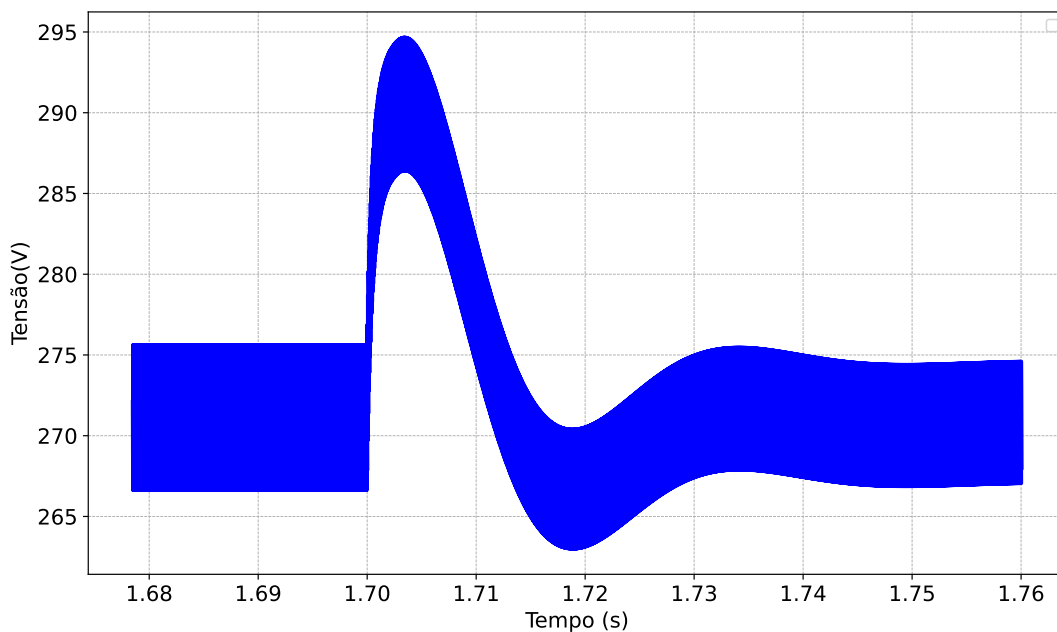
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 62 – Degrau de aumento de carga de 40% .



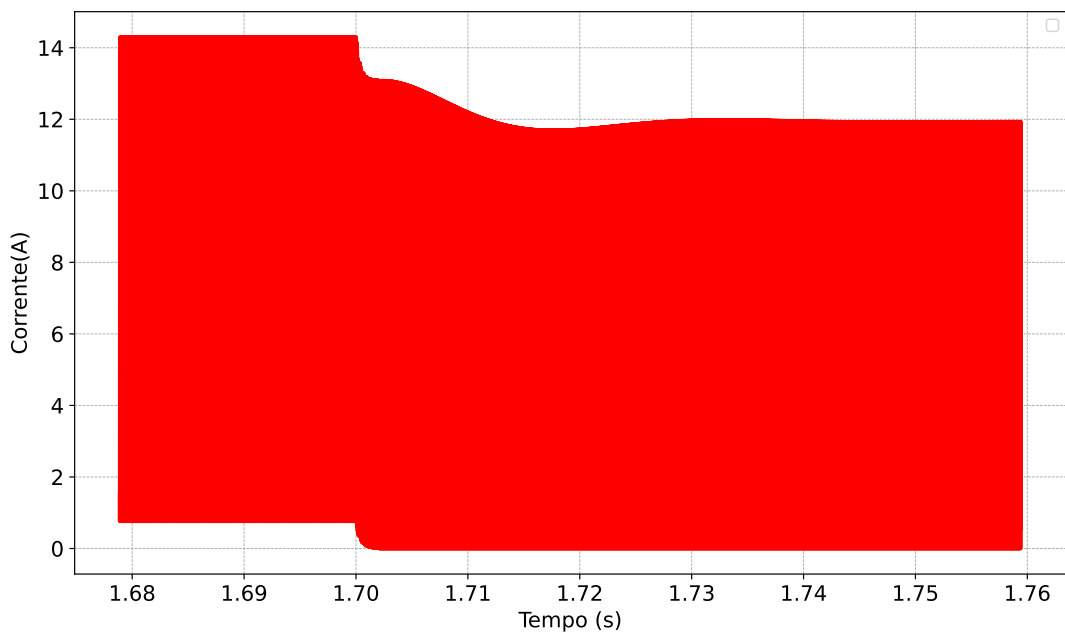
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 63 – Degrau de retirada de carga de 40% simulação de tensão.



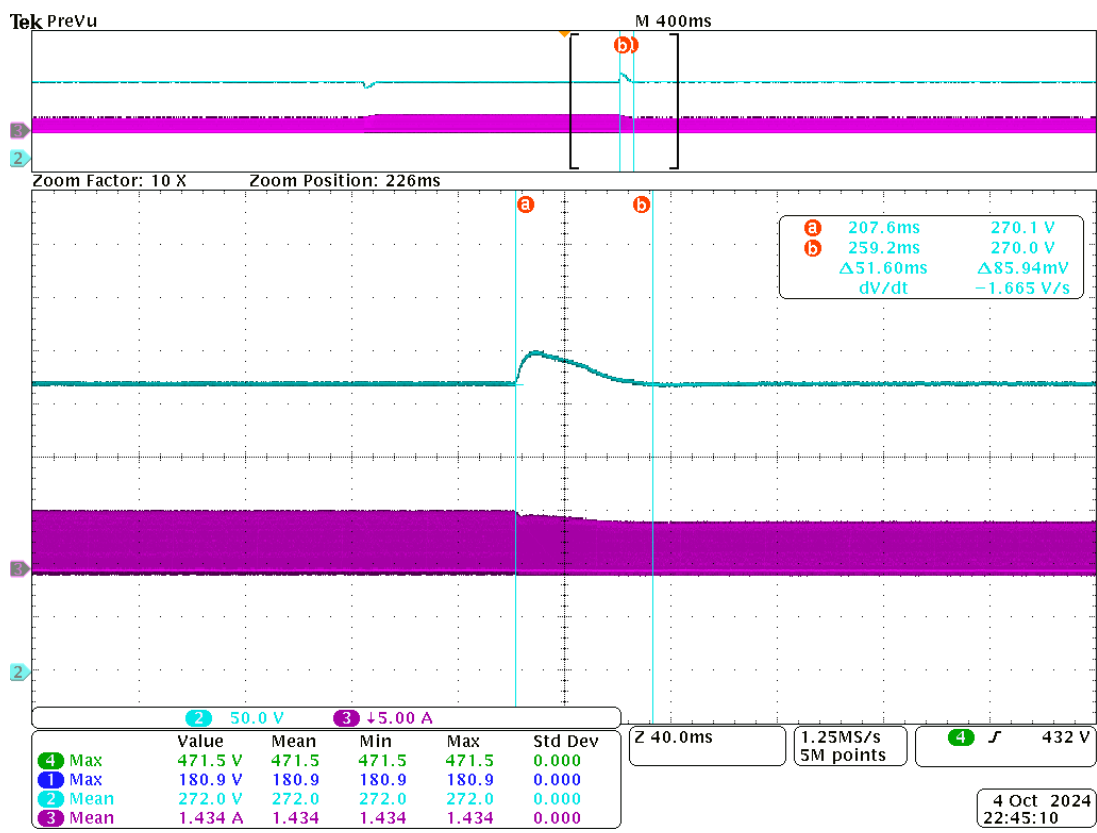
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 64 – Degrau de retirada de carga de 40% simulação de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 65 – Degrau de retirada de carga de 40% .

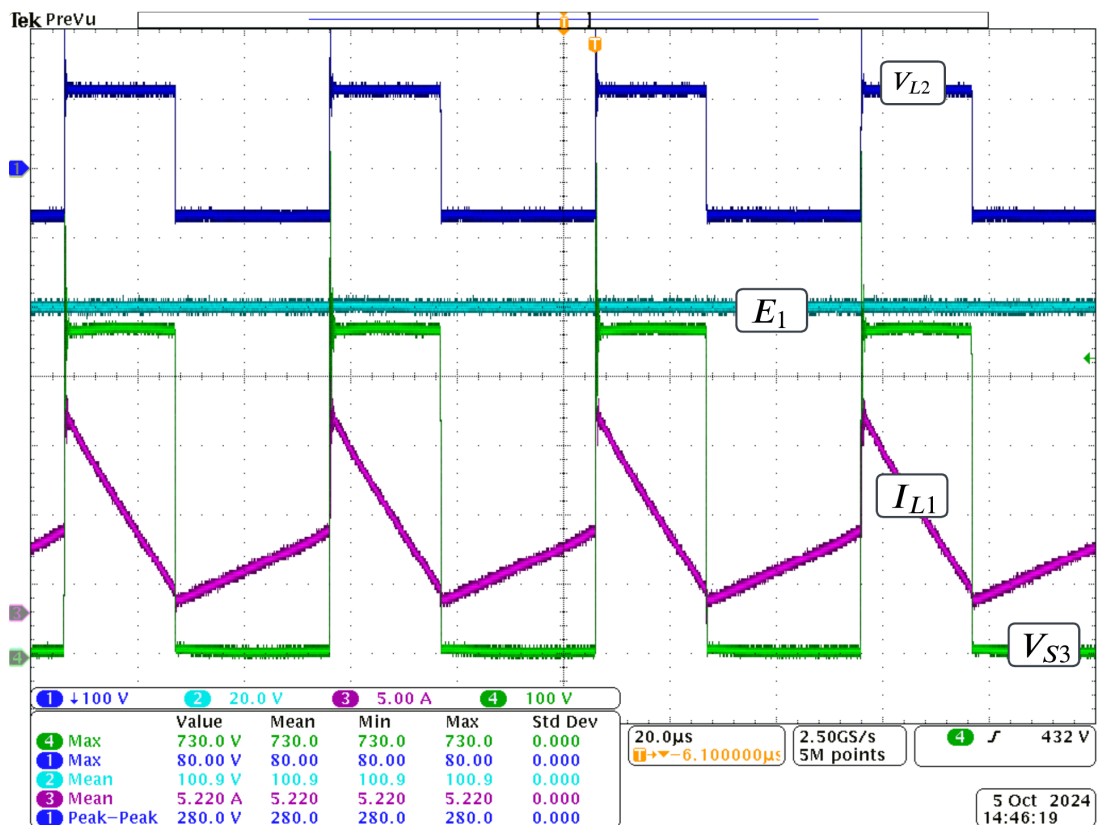


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

5.2 RESULTADOS DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO BUCK

As formas de onda do conversor, operando em regime permanente no sentido direto (ou seja, de E_2 para E_1), apresentados na Figura 66. As formas de onda são as seguintes: em azul-escuro, a tensão sobre o enrolamento L_2 ; em azul-claro, a tensão na carga E_1 ; em verde, a tensão sobre o interruptor S_3 ; e em rosa, a corrente no enrolamento L_1 . A potência processada em regime é de aproximadamente 522 W e o conversor se encontra operando em CCM.

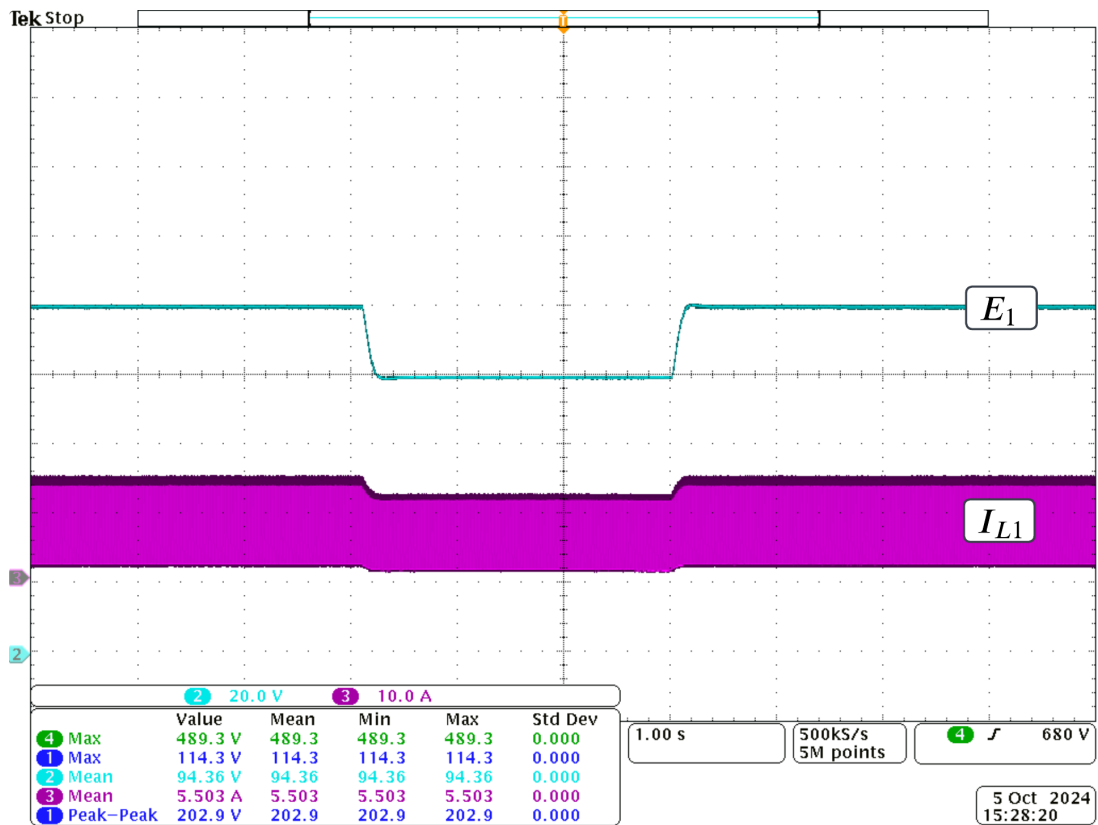
Figura 66 – Formas de onda do Conversor sentido Buck.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

De forma análoga à seção anterior, com o conversor operando em regime nominal, o controle projetado é submetido a perturbações na referência de tensão. Na Figura 67, é apresentada a resposta do controle a uma variação de 20V na referência. Durante a perturbação, a tensão saiu de 100V para 80V, levando cerca de 302 ms. Em seguida, a tensão retorna ao valor nominal de 100V, levando 182 ms para estabilizar. Dessa forma, o controlador demonstrou um desempenho satisfatório em relação à variação da referência de tensão.

Figura 67 – Degraus de referência consecutivos.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

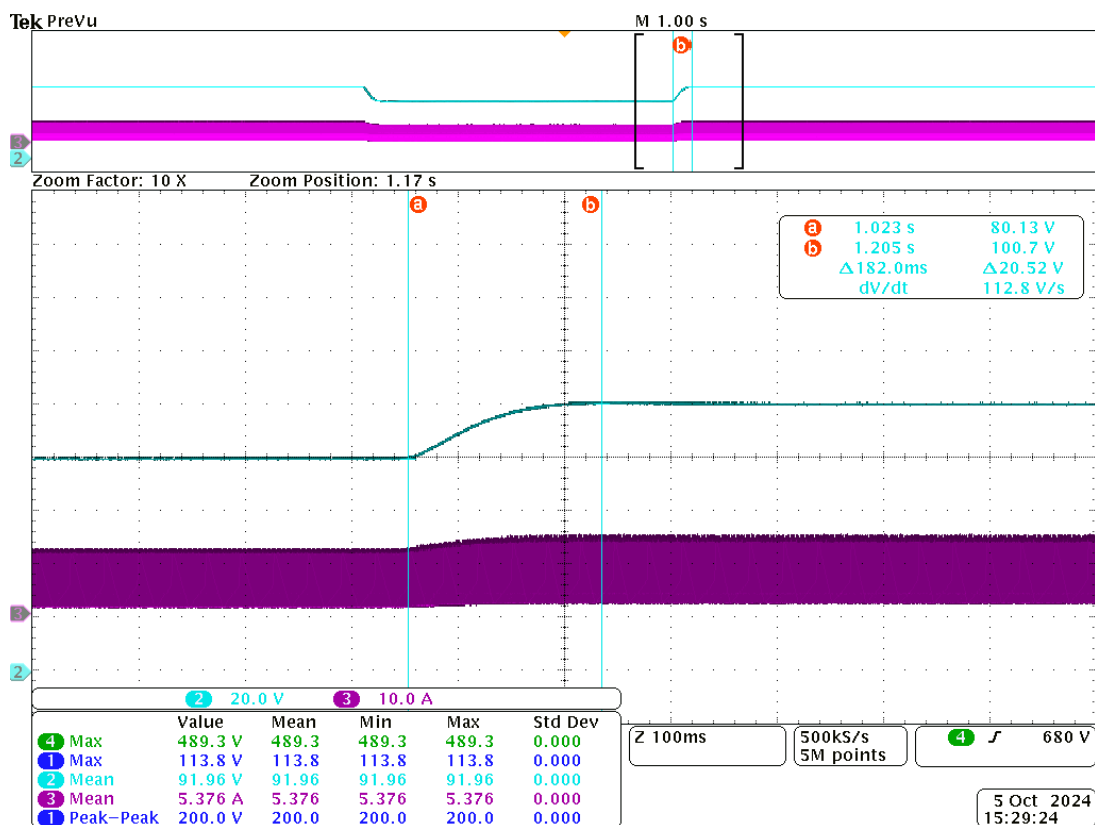
Nas Figuras 68 e 71, são apresentadas as respostas experimentais ao degrau de referência de forma ampliada. Ao analisar as Figuras 69 e 70, e compará-las com as Figuras 68 e 71, observa-se a presença de ondulações nas tensões e correntes simuladas, em contraste com os resultados experimentais, que apresentam respostas mais amortecidas. Esse mesmo comportamento é observado nas Figuras 72 e 73. A Tabela 5 apresenta a comparação dos tempos de acomodação entre os resultados experimentais e simulados.

Tabela 5 – Tempo de acomodação degrau de referência.

Degrau	Tempo de acomodação	
	Simulação	Experimental
Redução	291ms	302 ms
Aumento	178ms	182 ms

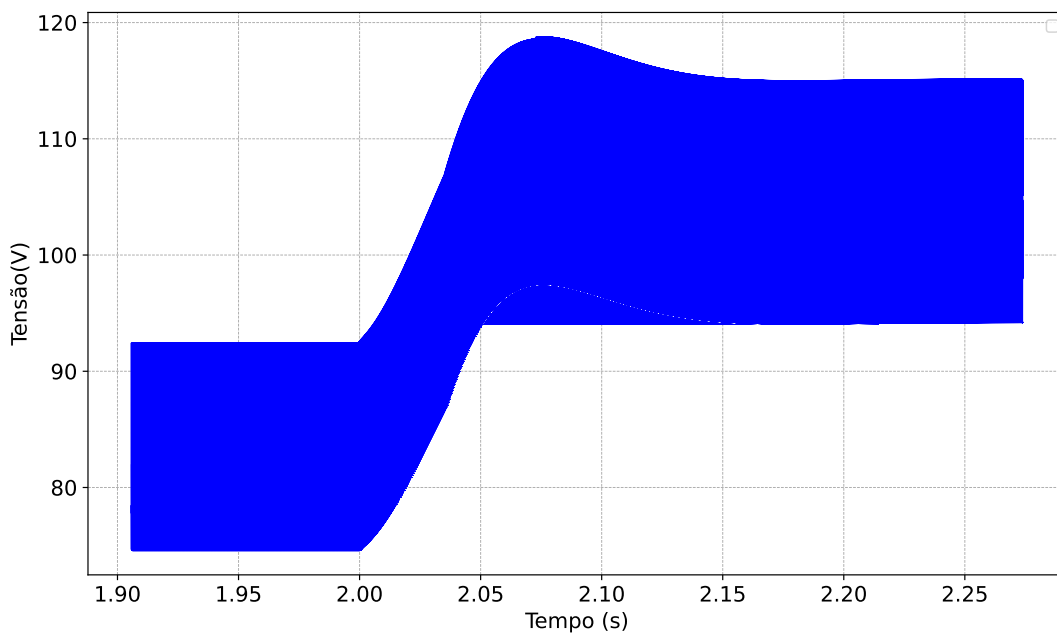
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 68 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de aumento de tensão.



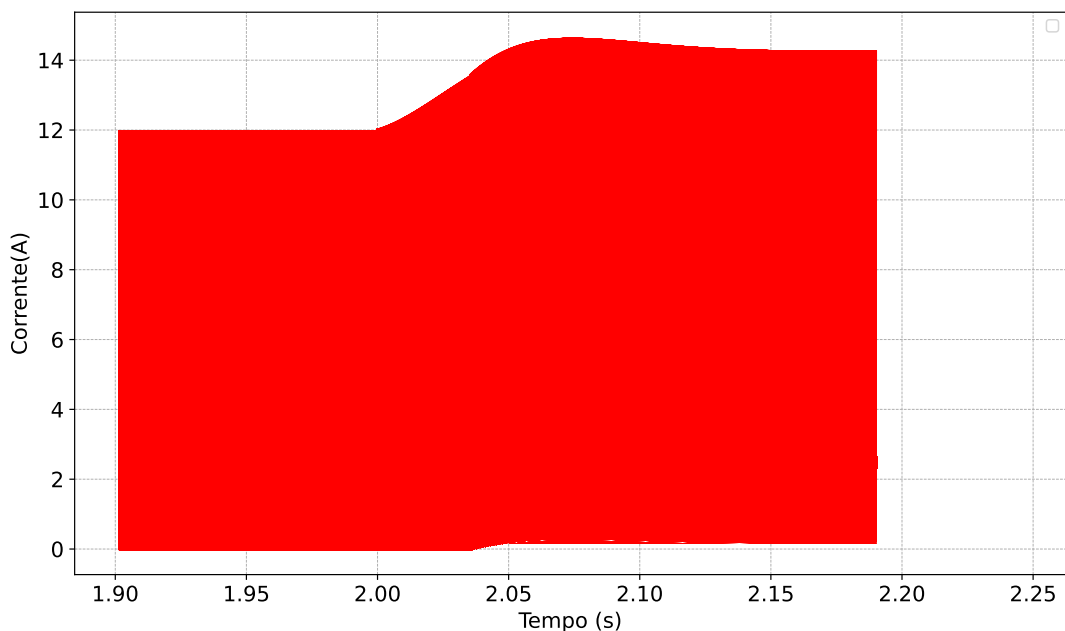
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 69 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de aumento de tensão(simulação).



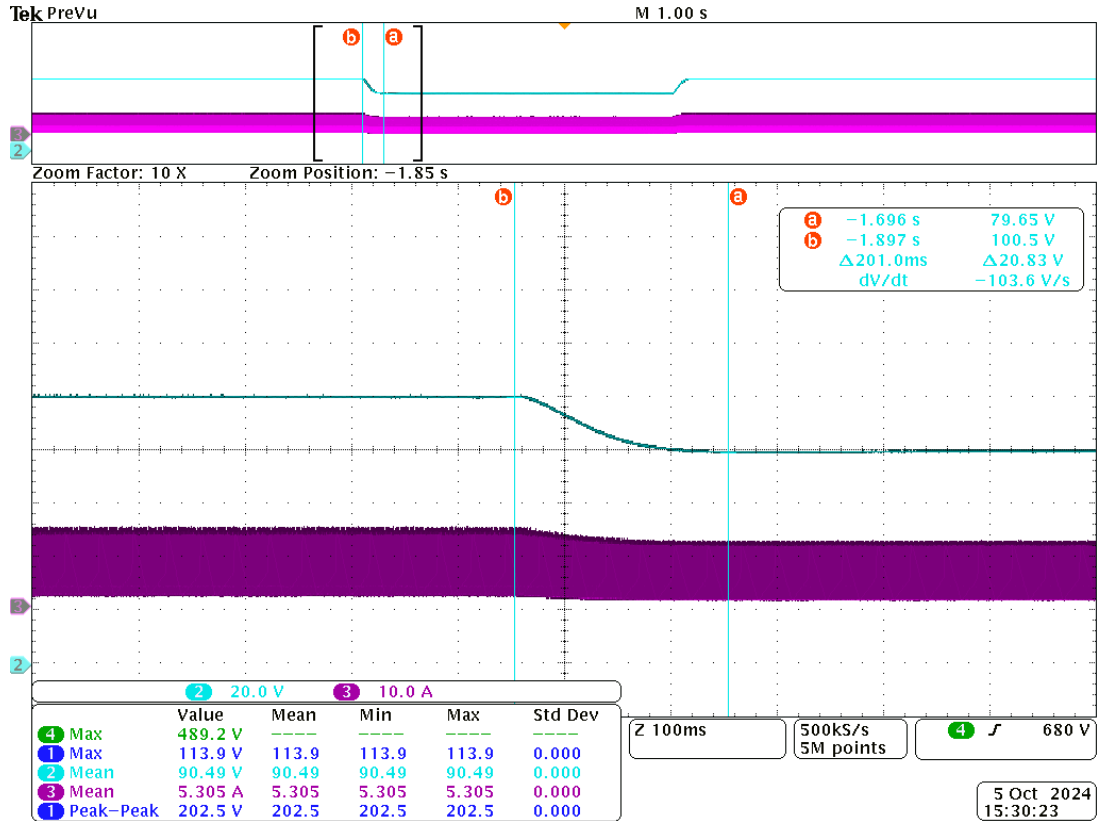
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 70 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L1} durante o degrau de aumento de tensão(simulação).



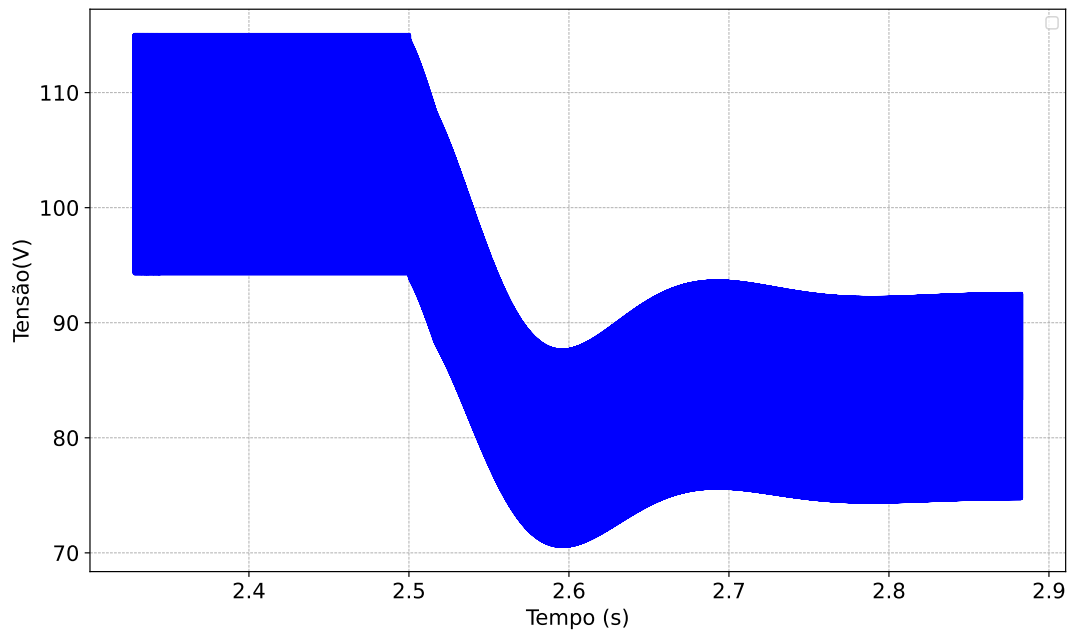
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 71 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de diminuição de tensão.



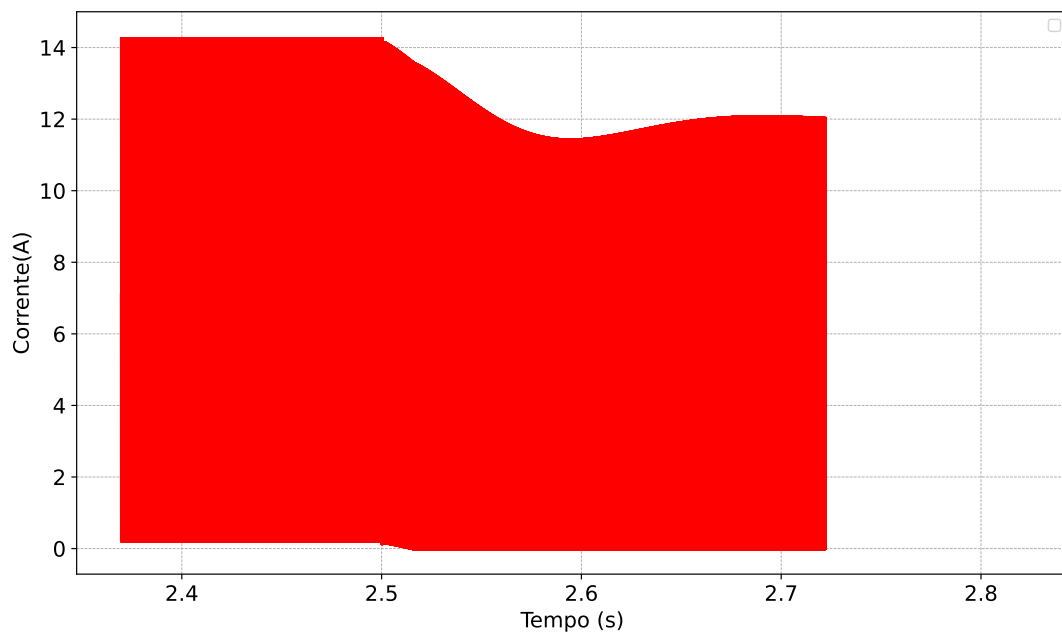
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 72 – Forma de onda de tensão de saída E_1 durante o degrau de diminuição de tensão(simulação).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 73 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L1} durante o degrau de diminuição de tensão(simulação).

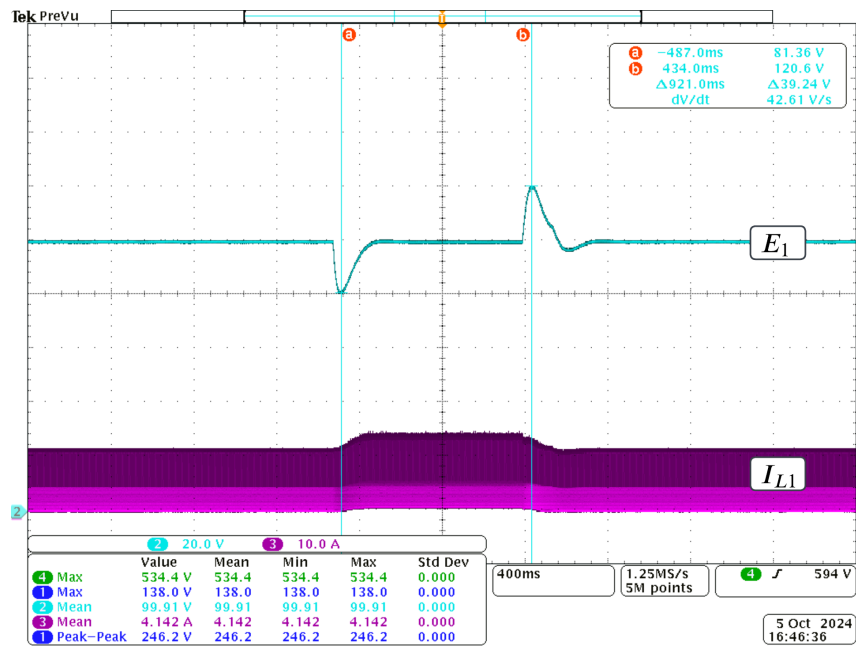


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Nesta etapa, o controle é submetido a variações abruptas de carga, utilizando o mesmo procedimento aplicado na seção anterior. O conversor inicia a operação com uma combinação de resistências em série e paralelo, totalizando $29,5 \, \Omega$ e operando em 369 W. Primeiramente, são

retirados $8,3 \, \Omega$, o que resulta em um aumento de 40% na corrente da carga. Em seguida, são somados $8,3 \, \Omega$ à carga, caracterizando uma redução de carga e resultando em uma diminuição de 40% na corrente. A Figura 74 ilustra a dinâmica descrita, tanto na tensão E_1 quanto na corrente I_{L1} , quando o conversor é submetido a degraus consecutivos.

Figura 74 – Degrau de aumento e retirada de carga de 40% .



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

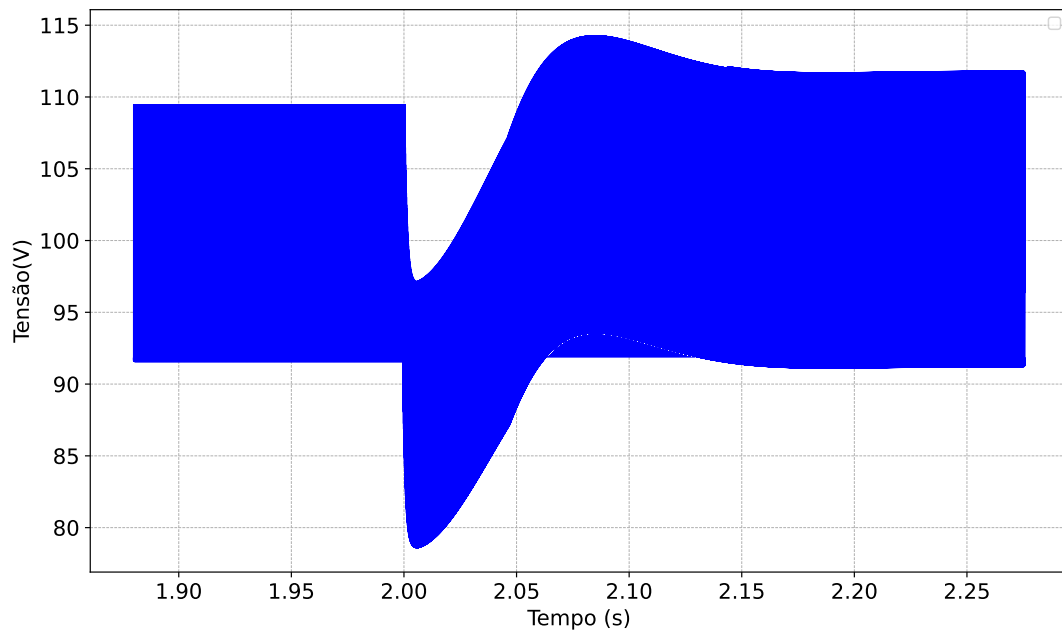
Comparando os resultados das simulações, apresentados nas Figuras 75, 76, 78 e 79, observa-se que as dinâmicas são ligeiramente mais rápidas, com a presença de ondulações mais acentuadas, além de sobressinais e afundamentos de tensão um pouco superiores aos resultados experimentais. Na Tabela 6, são apresentados os tempos de estabilização e a variação de tensão, comparando os resultados experimentais com os simulados. Na Figura 77 e 80 é possível observar separadamente as dinâmicas do controlador na aumento e retirada de carga, respectivamente. Além disso, as grandezas em questão que estão sendo avaliadas são a tensão de saída e a corrente no enrolamento do secundário I_{L1} . Na Figura 74, o sobressinal registrado é cerca de 20,6V durante a retirada de carga e o afundamento durante a aumento é de 18,64V.

Tabela 6 – Tempo de acomodação degrau de carga e ΔV .

Tempo de acomodação/ ΔV		
Degrau	Simulação	Experimental
Retirada	320ms/27V	328ms/20.6V
Aumento	210ms/19V	223ms/ 18.64V

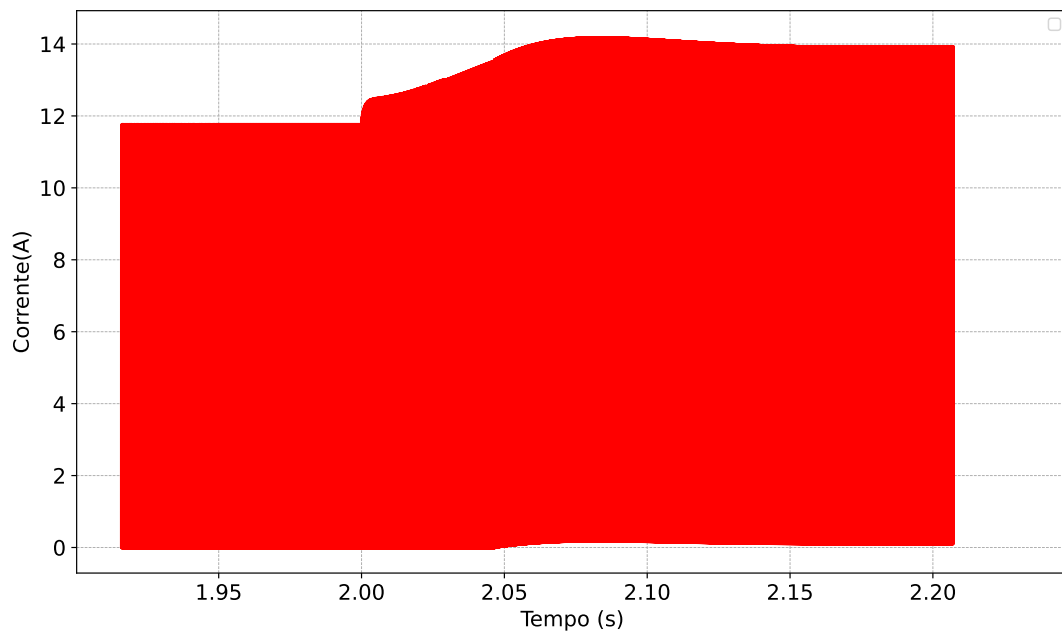
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 75 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de tensão.



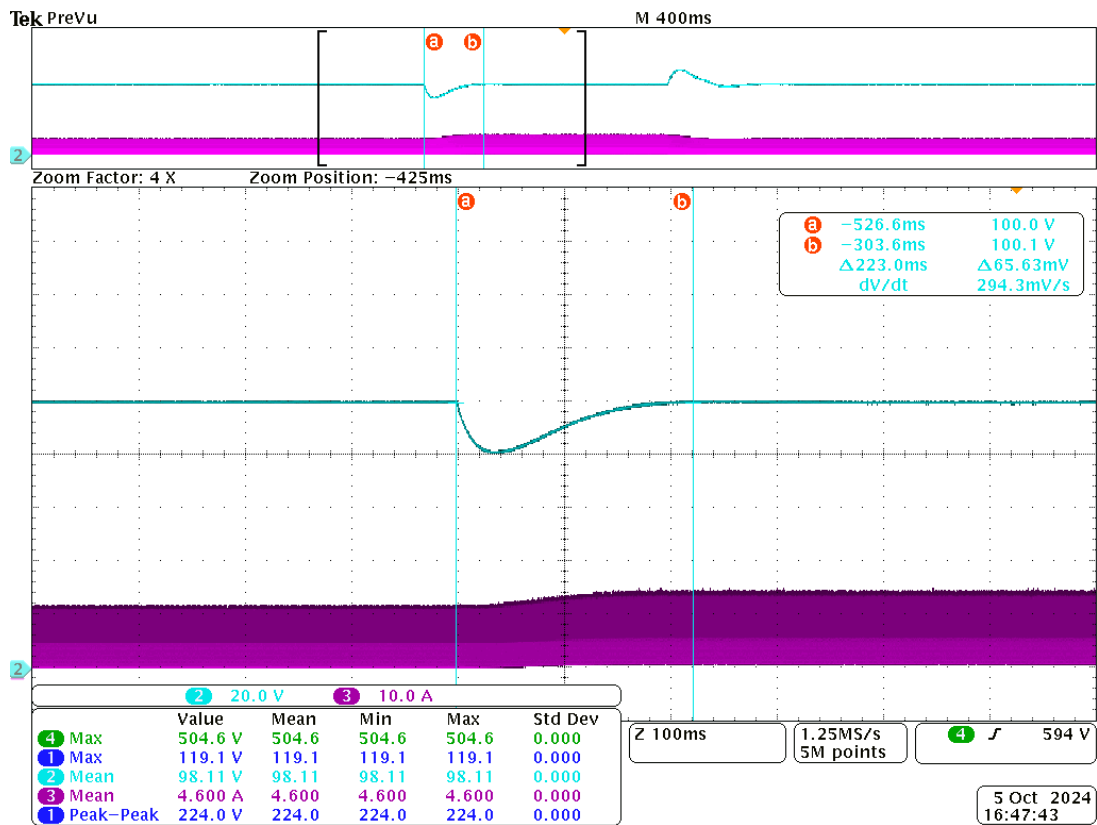
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 76 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de corrente.



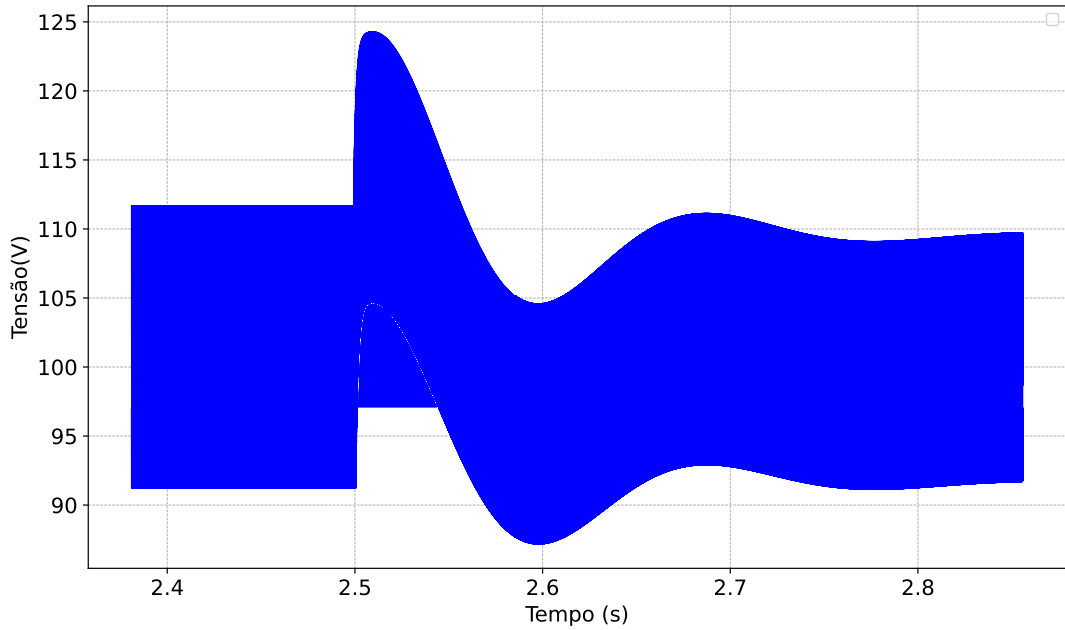
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 77 – Degrau de aumento de carga de 40% .



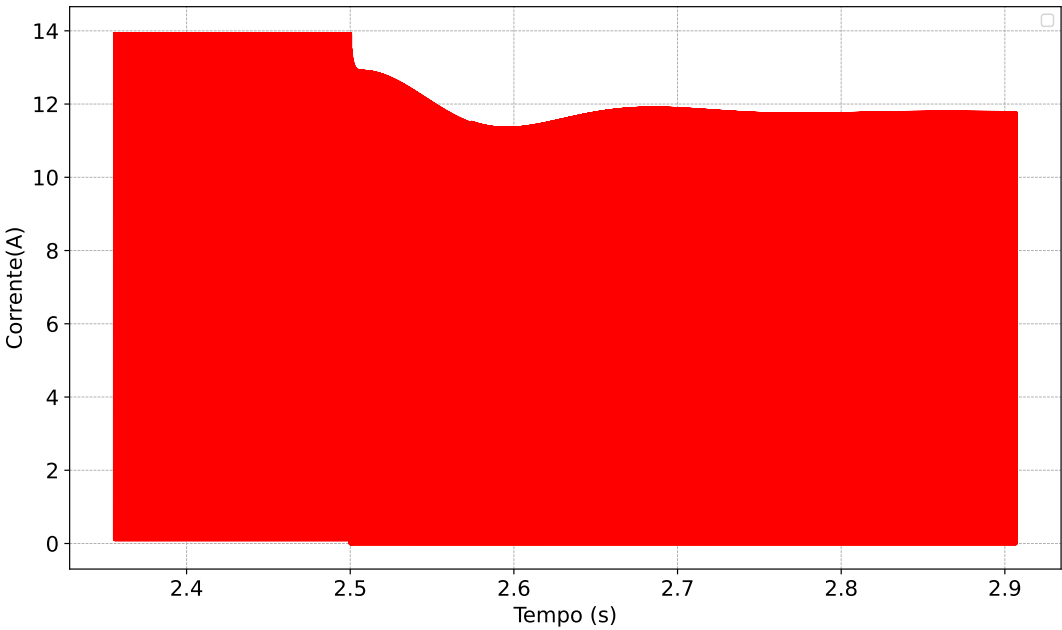
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 78 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de tensão.



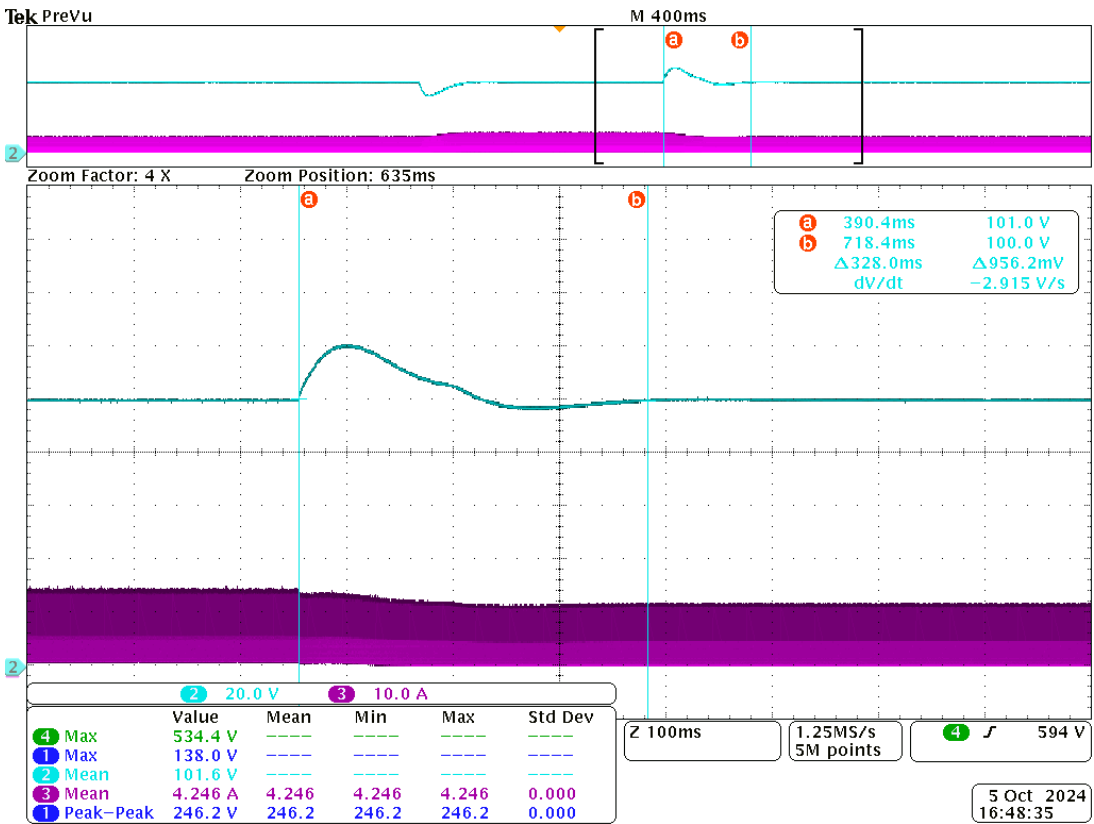
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 79 – Degrau de aumento de carga de 40% simulação de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 80 – Degrau de retirada de carga de 40%.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

6 CONCLUSÃO GERAL E PERSPECTIVAS FUTURAS

Ao longo dos últimos anos, há uma crescente procura pela utilização de energias renováveis, tanto no âmbito residencial quanto industrial. Com o advento do carro elétrico e a necessidade da conversão destas fontes de energia, surgem demandas a serem supridas pela eletrônica de potência, como conversões de energia mais eficientes, topologias de conversores CC-CC bidirecionais, estrutura simples e de custo reduzido. Estas são especificações que regem a pesquisa em eletrônica nesta área.

Neste contexto, o conversor estudado apresenta vantagens relevantes para as aplicações destacadas. A utilização do indutor acoplado traz consigo algumas vantagens em comparação às outras topologias convencionais, como maiores ganhos de tensão na etapa elevadora, a eliminação do uso de transformadores e a adição da característica bidirecional.

Este trabalho apresentou como contribuição a modelagem e o controle de um novo conversor CC-CC com indutor acoplado. Os modelos foram obtidos através da modelagem média no espaço de estados, que posteriormente são validados através da resposta em frequência do circuito e do modelo matemático obtido, para ambos os modos de operação, *Buck* e *Boost*.

No sentido direto, também conhecido como sentido *Boost*, o controlador em cascata é implementado. A malha de corrente utiliza um compensador proporcional-integral (PI), enquanto a malha de tensão emprega apenas um integrador. Utilizando essa estratégia, foi possível garantir a MF e frequência de cruzamento por zero, adequadas para a estabilização do sistema.

No sentido reverso, ou sentido *Buck*, foram implementados um controlador PI para a malha de corrente e um integrador para a malha de tensão, contudo, os compensadores implementados apresentaram dinâmicas lentas, devido ao modelo matemático de corrente do indutor apresentar um zero no semi-plano direito, como pode ser visto na equação (49). Essa característica contrasta com o comportamento do modelo matemático de corrente do indutor no modo de operação *Boost*, que não apresenta o zero no semi-plano direito, permitindo uma resposta dinâmica mais rápida.

Os controladores propostos em cascata demonstraram desempenho satisfatório em cenários envolvendo perturbações de carga e referência, esses resultados são comprovados experimentalmente e através de simulações. Este trabalho comprova a elegibilidade ou compatibilidade deste conversor para aplicações bidirecionais em malha fechada, como aplicações em microrredes e veículos elétricos.

Como sugestão para trabalhos futuros, destaca-se:

- Reprojetar o indutor acoplado, para que se possa operar na potência de 1kW e com uma menor dispersão.
- Aplicações de novas técnicas de controle, como o controle multivariável e preditivo.
- Aplicação de técnicas de comutação suave.

- Realizar uma análise mais detalhada dos modelos obtidos, considerando a variação dos pontos de operação, como tensão, carga e componentes, e calcular o Erro Médio Quadrático (MSE) e o Erro Médio Absoluto Percentual (MAPE).

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Projeto de fontes chaveadas**. [S.l.]: Editora da UFSC, 2007. Citado na página 59.
- BARROZO, F. E. O. et al. Conversor bidirecional baseado na célula de três estados para aplicação em veículos elétricos. **In: Proc. 9th IEEE/IAS Int. Conf. Industry Applications - INDUSCON 2010**, 2010. Citado na página 24.
- BOHN, C.; ATHERTON, D. P. An analysis package comparing pid anti-windup strategies. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 15, p. 34–40, 1995. Citado na página 63.
- BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. Non-isolated topology for high step-up dc-dc converters. **Lectures on power electronics**, v. 1, p. 1–158, 2006. Citado na página 61.
- CHEN, Guipeng et al. A family of zero-voltage-switching magnetic coupling non-isolated bidirectional dc-dc converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2017. Citado na página 18.
- DWARI, Suman et al. Dynamics characterization of coupled-inductor boost dc-dc converters. **IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, COMPEL**, 2006. Citado na página 45.
- ERICKSON, R. W; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer, 2001. ISBN 0792372700. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 42.
- FANG, Yu et al. Study on bidirectional–charger for electric vehicle applied to power dispatching in smart grid. **In:2016 IEEE 8th International Power Electronics and MotionControl Conference (IPEMC-ECCE Asia)**., p. 2709–2713, 2016. Citado na página 18.
- FENG, M.et al. Non-isolated dc-dc converter with high voltage gain. **In:2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)**, p. 730–734, 2016. Citado na página 20.
- FUZATO, G. H. F. **Análise de um conversor boost interleaved com multiplicador de tensão para sistemas de geração distribuída que utilizam células a combustível como fonte primária**. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 59.
- HANSELMAN, Duane C. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. [S.l.]: Faculty and Staff Monograph Publications, 2003. ISBN 1932133631. Citado na página 18.
- JALILZADEH, Tohid et al. Non-isolated topology for high step-up dc-dc converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, p. 1–1, 2018. Citado na página 20.
- JIANGA, Lei et al. A novel soft-switching bidirectional dc–dc converter with coupled inductors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, p. 2730–2740, 2013. Citado na página 18.
- LEE, J. et al. Analysis and design of coupled inductors for two-phase interleaved dc-dc converters. **Journal of Power Electronics**., p. 339–348, 2013. Citado na página 24.
- MOHAN, N; UNDELAND, T. M; ROBBINS, W. P. **Power Electronics. Converters Applications and Design**. [S.l.]: Electric Motor Drives, 2003. Citado na página 20.

MORAES, Caio Guilherme da Silva. **Análise e Concepção de um Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia para Aplicação em Locomotivas Diesel-Elétricas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2020. Citado na página 63.

MULANI, K. A; SHEWALE, A. J; PAWAR, S. H. Integrated interleaved fly-back converter for standalone pv application. **In:2017 International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS)**, p. 751–755, 2017. Citado na página 21.

NARASIMHARAJU, B.L; DUBEY, S.P; SINGH, S.P. Parasitic effect considerations in modeling of cibdc converter and its voltage controller. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 2010. Citado na página 44.

ODAGUIRI, Vitor Telles. **Modelagem e estratégia de controle do inversor fonte z**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2018. Citado na página 61.

PIT-LEONG, W. et al. Performance improvements of interleaving vrms with coupling inductors. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.**, p. 499–507, 2001. Citado na página 24.

PREMKUMAR, M. et al. A novel non-isolated high step-up dc–dc boost converter using single switch for renewable energy systems. **Electrical Engineering - Springer**, p. 811–829, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.

REVATHI, B. S; PRABHAKAR, M. Non isolated high gain dc-dc converter topologies for pv applications a comprehensive review. p. 920–933, 2016. Citado na página 20.

ROSA, Murilo Brunel da. **Nova topologia de conversor CC-CC bidirecional não isolada com indutor acoplada**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2019. Citado 16 vezes nas páginas 18, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 62 e 70.

ROSA, Murilo Brunel da et al. Analysis and simulation of a novel coupled inductor bidirectional dc-dc converter. **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP) Juiz de Fora, Brazil**, p. 1–6, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 26.

ROSA, Murilo Brunel da et al. Experimental results of a bidirectional coupled inductor dc-dc converter. **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, p. 1–6, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 26.

SHAH, A. K.; PATEL, H. R. Implementation and analysis of different discrete pi controller algorithms on single board heater system. **Journal of Electrical Engineering**, v. 15, p. 262–266, 2015. Citado na página 62.

SYPE, D. M. V. de et al. A single switch boost converter with a high conversion ratio. **In: Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005.APEC 2005**, v. 3, p. 1581–1587, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.

TOEBE, Ademir; FAISTEL, Tiago Miguel Klein; ANDRADE, Ant3nio Manuel Santos Spencer. High step-up buck-boost dc-dc converter with coupled inductor and low component count for distributed pv generation systems. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, p. 20, 2021. Citado na página 25.

- V.C.PEREIRA, Aline et al. A novel singles-switch high step-up dc-dc converter with three-winding couples inductor. **Energies**, p. 14, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- WENK, Marciel. **Estudo, modelagem e control de conversor CC-CC bidirecional não isolado baseado an célula de comutação de três estados**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2019. Citado na página 60.
- WITULSKI, A. F. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, p. 349–357, 1995. Citado na página 21.
- WU, Ratil H Ashique; SALAM, Zainal. A family of true zero voltage zero current switching (zvzcs) non-isolated bidirectional dc-dc converter with wide soft switching range. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2017. Citado na página 18.
- WU, Tsai-Fu et al. Boost converter with coupled inductors and buck–boost type of active clamp. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, p. 154–162, 2008. Citado na página 18.
- YANG, Yugang et al. A new coupled-inductor structure for interleaving bidirectional dc-dc converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, p. 841–849, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- YAO, Kaiwei et al. Tapped-inductor buck converter for high-step-down dc–dc conversion. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 2005. Citado na página 22.
- YUE, Xiaolong; WANG, Xiongfei; BLAABJERG, Frede. Review of small–signal modeling methods including frequency–coupling dynamics of power converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 1, 2018. Citado na página 42.
- ZHANG, Junhong. **Bidirectional DC–DC power converter design optimization, modeling and control**. Tese (Doutorado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008. Citado na página 59.
- ZHU, G. et al. Modeling and analysis of coupled inductors in power converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, p. 1355–1363, 2011. Citado na página 24.

APÊNDICES

APÊNDICE A – MODELOS MATEMÁTICOS SIMBÓLICOS

Neste capítulo, são apresentadas as funções de transferências na forma de representações simbólicas.

A.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA IL/D BOOST

A função de transferência pode ser expressa como:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{E_1(R_2 + rc_2)(Dn + 1)T_3}{T_1 T_2} \quad (98)$$

onde:

$$\begin{aligned} T_3 = & 2R_2rc_2 - 2R_2rl_1 - 2rc_2rl_1 - 2DR_2^2 + 2R_2^2n + 4nrc_2^2 + 2R_2^2 + 2rc_2^2 - 3n^2rc_2rl_1 \\ & + 4R_2nrc_2 - 5R_2nrl_1 - 5nrc_2rl_1 - 2DR_2^2n + CR_2^3s - 2Dnrc_2^2 + 2Crc_2^3s - 3R_2n^2rl_1 \\ & - CDR_2^3s + CR_2^3ns + 3DR_2n^2rl_1 + DR_2n^3rl_1 + 4CR_2rc_2^2s + 3CR_2^2rc_2s - 2CR_2^2rl_1s \\ & + 2LR_2n^2s + LR_2n^3s + 4Cnrc_2^3s + 3Dn^2rc_2rl_1 + Dn^3rc_2rl_1 - 2Crc_2^2rl_1s + 2Ln^2rc_2s \\ & + Ln^3rc_2s - 2DR_2nrc_2 + 2DR_2nrl_1 + LR_2ns + 2Dnrc_2rl_1 + Lnrc_2s + CLnrc_2^2s^2 \\ & - 3CR_2^2n^2rl_1s - 3Cn^2rc_2^2rl_1s + 2CLR_2^2n^2s^2 + CLR_2^2n^3s^2 - 4CR_2rc_2rl_1s \\ & + 2CLn^2rc_2^2s^2 + CLn^3rc_2^2s^2 - CDR_2^3ns - CDR_2^2rc_2s - 2CDnrc_2^3s + 8CR_2nrc_2^2s \\ & + 5CR_2^2nrc_2s - 5CR_2^2nrl_1s - 5Cnrc_2^2rl_1s + CLR_2^2ns^2 + 2CDnrc_2^2rl_1s - 6CR_2n^2rc_2rl_1s \\ & + 3CDR_2^2n^2rl_1s + CDR_2^2n^3rl_1s + 4CLR_2n^2rc_2s^2 + 2CLR_2n^3rc_2s^2 + 3CDn^2rc_2^2rl_1s \\ & + CDn^3rc_2^2rl_1s - 10CR_2nrc_2rl_1s - 4CDR_2nrc_2^2s - 3CDR_2^2nrc_2s + 2CDR_2^2nrl_1s \\ & + 2CLR_2nrc_2s^2 + 6CDR_2n^2rc_2rl_1s + 2CDR_2n^3rc_2rl_1s + 4CDR_2nrc_2rl_1s. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_1 = & D^2R_2^2 - 2DR_2^2 + rl_1DR_2n^2 + 3rl_1DR_2n - 2DR_2rc_2 + 2rl_1DR_2 \\ & + rl_1Dn^2rc_2 + 3rl_1Dnrc_2 - 2Drc_2^2 + 2rl_1Drc_2 + R_2^2 - rl_1R_2n \\ & + 2R_2rc_2 - rl_1R_2 - rl_1nrc_2 + 2rc_2^2 - rl_1rc_2. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_2 = & D^2 R_2^2 + Crl_1 DR_2^2 n^2 s + 3Crl_1 DR_2^2 ns - 2CDR_2^2 rc_2 s + 2Crl_1 DR_2^2 s \\
& - 2DR_2^2 + 2Crl_1 DR_2 n^2 rc_2 s + rl_1 DR_2 n^2 + 6Crl_1 DR_2 nrc_2 s + 3rl_1 DR_2 n \\
& - 4CDR_2 rc_2^2 s + 4Crl_1 DR_2 rc_2 s - 2DR_2 rc_2 + 2rl_1 DR_2 + Crl_1 Dn^2 rc_2^2 s \\
& + rl_1 Dn^2 rc_2 + 3Crl_1 Dnrc_2^2 s + 3rl_1 Dnrc_2 - 2CDrc_2^3 s + 2Crl_1 Drc_2^2 s \\
& - 2Drc_2^2 + 2rl_1 Drc_2 + CLR_2^2 n^2 s^2 + 2CLR_2^2 ns^2 - Crl_1 R_2^2 ns + 2CR_2^2 rc_2 s \\
& + CLR_2^2 s^2 - Crl_1 R_2^2 s + R_2^2 + 2CLR_2 n^2 rc_2 s^2 + LR_2 n^2 s + 4CLR_2 nrc_2 s^2 \\
& - 2Crl_1 R_2 nrc_2 s + 2LR_2 ns - rl_1 R_2 n + 4CR_2 rc_2^2 s + 2CLR_2 rc_2 s^2 \\
& - 2Crl_1 R_2 rc_2 s + 2R_2 rc_2 + LR_2 s - rl_1 R_2.
\end{aligned}$$

A.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA VO/D BOOST

A função de transferência pode ser expressa como:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-E_1 R_2 (R_2 + rc_2) (Crc_2 s + 1) T_3}{T_1 T_2} \quad (99)$$

onde:

$$\begin{aligned}
T_3 = & R_2 rl_1 + rc_2 rl_1 + 2DR_2^2 - R_2^2 n - 2nrc_2^2 - R_2^2 - D^2 R_2^2 \\
& + 2n^2 rc_2 rl_1 - D^2 R_2^2 n - 2D^2 nrc_2^2 + LR_2 s + Lrc_2 s - 2R_2 nrc_2 \\
& + 3R_2 nrl_1 + 3nrc_2 rl_1 + 2DR_2^2 n + 4Dnrc_2^2 + 2R_2 n^2 rl_1 \\
& - 2D^2 R_2 nrc_2 - 2DR_2 n^2 rl_1 + 2D^2 R_2 nrl_1 + LR_2 n^2 s \\
& - 2Dn^2 rc_2 rl_1 + 2D^2 nrc_2 rl_1 + Ln^2 rc_2 s + 3D^2 R_2 n^2 rl_1 \\
& + D^2 R_2 n^3 rl_1 + 3D^2 n^2 rc_2 rl_1 + D^2 n^3 rc_2 rl_1 + 4DR_2 nrc_2 \\
& - 2DR_2 nrl_1 + 2LR_2 ns - 2Dnrc_2 rl_1 + 2Lnrc_2 s + DLR_2 ns \\
& + DLnrc_2 s + 2DLR_2 n^2 s + DLR_2 n^3 s + 2DLn^2 rc_2 s \\
& + DLn^3 rc_2 s.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_1 = & D^2 R_2^2 - 2DR_2^2 + rl_1 DR_2 n^2 + 3rl_1 DR_2 n - 2DR_2 rc_2 + 2rl_1 DR_2 \\
& + rl_1 Dn^2 rc_2 + 3rl_1 Dnrc_2 - 2Drc_2^2 + 2rl_1 Drc_2 + R_2^2 - rl_1 R_2 n \\
& + 2R_2 rc_2 - rl_1 R_2 - rl_1 nrc_2 + 2rc_2^2 - rl_1 rc_2.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_2 = & D^2R_2^2 + Crl_1DR_2^2n^2s + 3Crl_1DR_2^2ns - 2CDR_2^2rc_2s + 2Crl_1DR_2^2s \\
& - 2DR_2^2 + 2Crl_1DR_2n^2rc_2s + rl_1DR_2n^2 + 6Crl_1DR_2nrc_2s + 3rl_1DR_2n \\
& - 4CDR_2rc_2^2s + 4Crl_1DR_2rc_2s - 2DR_2rc_2 + 2rl_1DR_2 + Crl_1Dn^2rc_2^2s \\
& + rl_1Dn^2rc_2 + 3Crl_1Dnrc_2^2s + 3rl_1Dnrc_2 - 2CDrc_2^3s + 2Crl_1Drc_2^2s \\
& - 2Drc_2^2 + 2rl_1Drc_2 + CLR_2^2n^2s^2 + 2CLR_2^2ns^2 - Crl_1R_2^2ns + 2CR_2^2rc_2s \\
& + CLR_2^2s^2 - Crl_1R_2^2s + R_2^2 + 2CLR_2n^2rc_2s^2 + LR_2n^2s + 4CLR_2nrc_2s^2 \\
& - 2Crl_1R_2nrc_2s + 2LR_2ns - rl_1R_2n + 4CR_2rc_2^2s + 2CLR_2rc_2s^2 \\
& - 2Crl_1R_2rc_2s + 2R_2rc_2 + LR_2s - rl_1R_2 + CLn^2rc_2^2s^2 + Ln^2rc_2s \\
& + 2CLnrc_2^2s^2 - Crl_1nrc_2^2s + 2Lnrc_2s - rl_1nrc_2 + 2Crc_2^3s + CLrc_2^2s^2 \\
& - Crl_1rc_2^2s + 2rc_2^2 + Lrc_2s - rl_1rc_2.
\end{aligned}$$

A.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA IL/D BUCK

A função de transferência pode ser expressa como:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{E_1n^2(R + rc_2)(CRs + Crc_2s + 1)T_3}{T_1T_2} \quad (100)$$

onde:

$$\begin{aligned}
T_3 = & Rrl_1 + rc_2rl_1 + R^2n + 3R^2n^2 + 3R^2n^3 + R^2n^4 + 3n^2rc_2rl_1 + n^3rc_2rl_1 \\
& - 2DR^2n^2 - 4DR^2n^3 - 2DR^2n^4 + D^2R^2n^3 + D^2R^2n^4 + Rnrc_2 + 3Rnrl_1 \\
& + 3nrc_2rl_1 + 3Rn^2rc_2 + 3Rn^3rc_2 + Rn^4rc_2 + 3Rn^2rl_1 + Rn^3rl_1 \\
& - 2DRn^2rc_2 - D^2Rnrc_2 - 4DRn^3rc_2 - 2DRn^4rc_2 - 4DRn^2rl_1 \\
& - 2DRn^3rl_1 - 4Dn^2rc_2rl_1 - 2Dn^3rc_2rl_1 + D^2Rn^2rc_2 + 2D^2Rn^3rc_2 \\
& + D^2Rn^4rc_2 + D^2Rn^2rl_1 + D^2Rn^3rl_1 - DLRs + D^2n^2rc_2rl_1 \\
& + D^2n^3rc_2rl_1 - DLrc_2s - 2DRnrl_1 - 2Dnrc_2rl_1 - 2DLRns \\
& - 2DLnrc_2s - DLRn^2s - DLn^2rc_2s.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_1 = & Rrl_1 + rc_2rl_1 + R^2n + 2R^2n^2 + R^2n^3 + n^2rc_2rl_1 - 2DR^2n^2 \\
& - 2DR^2n^3 + DRrc_2 + D^2R^2n^3 + Rnrc_2 + 2Rnrl_1 + 2nrc_2rl_1 \\
& + 2Rn^2rc_2 + Rn^3rc_2 + Rn^2rl_1 - 2DRn^2rc_2 - DRn^3rc_2 - DRn^2rl_1 \\
& - Dn^2rc_2rl_1 - DRnrc_2 - DRnrl_1 - Dnrc_2rl_1.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_2 = & D^2R^2n^4 - CDR^2n^4rc_2s - 2DR^2n^4 - 2CDR^2n^3rc_2s \\
& - Crl_1DR^2n^3s - 2DR^2n^3 - CDR^2n^2rc_2s - Crl_1DR^2n^2s \\
& + CDR^2nrc_2s - CDRn^4rc_2^2s - DRn^4rc_2 - 2CDRn^3rc_2^2s \\
& - 2Crl_1DRn^3rc_2s - 2DRn^3rc_2 - rl_1DRn^3 - CDRn^2rc_2^2s \\
& - 2Crl_1DRn^2rc_2s - DRn^2rc_2 - rl_1DRn^2 + CDRnrc_2^2s \\
& + DRnrc_2 - Crl_1Dn^3rc_2^2s - rl_1Dn^3rc_2 - Crl_1Dn^2rc_2^2s \\
& - rl_1Dn^2rc_2 + CR^2n^4rc_2s + R^2n^4 + 2CR^2n^3rc_2s \\
& + Crl_1R^2n^3s + 2R^2n^3 + CR^2n^2rc_2s + CLR^2n^2s^2 + 2Crl_1R^2n^2s \\
& + R^2n^2 + 2CLR^2ns^2 + Crl_1R^2ns + CLR^2s^2 + CRn^4rc_2^2s \\
& + Rn^4rc_2 + 2CRn^3rc_2^2s + 2Crl_1Rn^3rc_2s + 2Rn^3rc_2 + rl_1Rn^3 \\
& + CRn^2rc_2^2s + 2CLRn^2rc_2s^2 + 4Crl_1Rn^2rc_2s + Rn^2rc_2 \\
& + LRn^2s + 2rl_1Rn^2 + 4CLRnrc_2s^2 + 2Crl_1Rnrc_2s + 2LRns \\
& + rl_1Rn + 2CLRrc_2s^2 + LRs + Crl_1n^3rc_2^2s + rl_1n^3rc_2 \\
& + CLn^2rc_2^2s^2 + 2Crl_1n^2rc_2^2s + Ln^2rc_2s + 2rl_1n^2rc_2 \\
& + 2CLnrc_2^2s^2 + Crl_1nrc_2^2s + 2Lnrc_2s + rl_1nrc_2 + CLrc_2^2s^2 + Lrc_2s.
\end{aligned}$$

A.4 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA VO/D BUCK

A função de transferência pode ser expressa como:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{E_1Rn^2(R+rc_2)(Crc_2s+1)T_3}{T_1T_2} \quad (101)$$

onde:

$$\begin{aligned}
T_3 = & E_1Rn^2(R+rc_2)(Crc_2s+1)(Rrl_1+rc_2rl_1+R^2n+3R^2n^2+3R^2 \\
& n^3+R^2n^4+3n^2rc_2rl_1+n^3rc_2rl_1 \\
& - 2DR^2n^2-4DR^2n^3-2DR^2n^4+D^2R^2n^3+D^2R^2n^4+Rnrc_2+3Rnrl_1 \\
& + 3nrc_2rl_1+3Rn^2rc_2+3Rn^3rc_2+Rn^4rc_2+3Rn^2rl_1+Rn^3rl_1 \\
& - 2DRn^2rc_2-D^2Rnrc_2-4DRn^3rc_2-2DRn^4rc_2-4DRn^2rl_1 \\
& - 2DRn^3rl_1-4Dn^2rc_2rl_1-2Dn^3rc_2rl_1+D^2Rn^2rc_2+2D^2Rn^3rc_2 \\
& + D^2Rn^4rc_2+D^2Rn^2rl_1+D^2Rn^3rl_1-DLRs+D^2n^2rc_2rl_1 \\
& + D^2n^3rc_2rl_1-DLrc_2s-2DRnrl_1-2Dnrc_2rl_1-2DLRns \\
& - 2DLnrc_2s-DLRn^2s-DLn^2rc_2s.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_1 = & Rrl_1 + rc_2rl_1 + R^2n + 2R^2n^2 + R^2n^3 + n^2rc_2rl_1 - 2DR^2n^2 \\
& - 2DR^2n^3 + DRrc_2 + D^2R^2n^3 + Rnrc_2 + 2Rnrl_1 + 2nrc_2rl_1 \\
& + 2Rn^2rc_2 + Rn^3rc_2 + Rn^2rl_1 - 2DRn^2rc_2 - DRn^3rc_2 - DRn^2rl_1 \\
& - Dn^2rc_2rl_1 - DRnrc_2 - DRnrl_1 - Dnrc_2rl_1.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_2 = & D^2R^2n^4 - CDR^2n^4rc_2s - 2DR^2n^4 - 2CDR^2n^3rc_2s \\
& - Crl_1DR^2n^3s - 2DR^2n^3 - CDR^2n^2rc_2s - Crl_1DR^2n^2s \\
& + CDR^2nrc_2s - CDRn^4rc_2^2s - DRn^4rc_2 - 2CDRn^3rc_2^2s \\
& - 2Crl_1DRn^3rc_2s - 2DRn^3rc_2 - rl_1DRn^3 - CDRn^2rc_2^2s \\
& - 2Crl_1DRn^2rc_2s - DRn^2rc_2 - rl_1DRn^2 + CDRnrc_2^2s \\
& + DRnrc_2 - Crl_1Dn^3rc_2^2s - rl_1Dn^3rc_2 - Crl_1Dn^2rc_2^2s \\
& - rl_1Dn^2rc_2 + CR^2n^4rc_2s + R^2n^4 + 2CR^2n^3rc_2s \\
& + Crl_1R^2n^3s + 2R^2n^3 + CR^2n^2rc_2s + CLR^2n^2s^2 + 2Crl_1R^2n^2s \\
& + R^2n^2 + 2CLR^2ns^2 + Crl_1R^2ns + CLR^2s^2 + CRn^4rc_2^2s \\
& + Rn^4rc_2 + 2CRn^3rc_2^2s + 2Crl_1Rn^3rc_2s + 2Rn^3rc_2 + rl_1Rn^3 \\
& + CRn^2rc_2^2s + 2CLRn^2rc_2s^2 + 4Crl_1Rn^2rc_2s + Rn^2rc_2 \\
& + LRn^2s + 2rl_1Rn^2 + 4CLRnrc_2s^2 + 2Crl_1Rnrc_2s + 2LRns \\
& + rl_1Rn + 2CLRrc_2s^2 + LRs + Crl_1n^3rc_2^2s + rl_1n^3rc_2 \\
& + CLn^2rc_2^2s^2 + 2Crl_1n^2rc_2^2s + Ln^2rc_2s + 2rl_1n^2rc_2 \\
& + 2CLnrc_2^2s^2 + Crl_1nrc_2^2s + 2Lnrc_2s + rl_1nrc_2 + CLrc_2^2s^2 + Lrc_2s.
\end{aligned}$$

APÊNDICE B – CÓDIGO UTILIZADO PARA CÁLCULO DE MODELOS MÉDIOS POR ESPAÇO DE ESTADO

B.1 CÓDIGO PARA O MODO DE OPERAÇÃO 2

```

1
2  clc
3  %-----%
4  %  Parametros do sistema %
5  %-----%
6
7  syms D C R2 L Vo d s E1 n I s rl1 rc2
8  %
9  % syms s
10 %
11 % E1=100;
12 % C=960e-6;
13 % L=164.24e-6;
14 % L2=394.58e-6;
15 % Vc=270;
16 % R2=121.5;
17 % R2=144;
18 % D=0.412;
19 % rc2=1.62;
20 % n=1.55;
21 % rl1=0.0196;
22 % rl2=0.0598;
23 % M = 2.5254e-4;
24
25
26 U = [E1];
27 %Uaux = [ I];
28
29 % Matriz de Indut ncias e Capacit ncias
30
31 K = [ L 0 ;
32       0 C];
33 % Etapa 2
34

```

```

35 A1 = [ -r11 0 ;
36         0 -1/(R2+rc2) ];
37
38 B1 = [ 1 ;
39         0 ];
40
41
42 C1 = [1 0]; %% Planta Corrente
43 % C1 = [0 R1/(R2+rc2)]; %% Planta tensao
44
45
46
47
48 % Etapa 2
49
50 A2 = [ -(1/((1+n)))^2*(r11)) - (((R2*rc2)/R2+rc2))*(1/((1+n)))
        )^2  (-R2/(R2+rc2))*(1/(1+n));
51         (R2/(R2+rc2))*(1/(1+n)) -1/(R2+rc2)];
52 B2 = [ 1/(1+n);
53         0 ];
54
55 % C2 = [((R2*rc2)/((R2+rc2)))*(1/(1+n)) R2/(R2+rc2)];% planta
        tensao
56 C2 = [1/(1+n) 0]; %% Planta Corrente com para IL1
57
58
59 %-----%
60 % Calculo das matrizes do modelo medio %
61 %-----%
62
63 A = (D)*A1 + (1-D)*A2 ;
64 B = (D)*B1 + (1-D)*B2 ;
65 CG = (D)*C1 + (1-D)*C2;
66 % E = (2*D-1)*E1 + (1-D)*E2 + (1-D)*E3;
67
68 Acc = inv(K)*A;
69 Bcc = inv(K)*B;
70
71 %-----%

```

```

72 % Calculo das matrizes na forma padrao %
73 %-----%
74 X = -inv(A)*B*U;
75 Y = CG*X;
76 % X
77 % Y
78 Ap = inv(K)*A;
79 Bp = [ inv(K)*B inv(K)*((A1-A2)*X+(B1-B2)*U)]; %
80 Cp = CG;
81
82 % Ep = [E 0];
83 %
84 % % Obten o da FT
85 %
86 aux = inv(s*eye(2)-Ap);
87 aux2 = (Cp*aux*Bp)+(C1-C2)*X;
88 Y = aux2(1,2)
89 sim=simplify(Y)
90 %
91 %
92 % [num,den] = numden(Y);
93 % nump = sym2poly(num);
94 % denp = sym2poly(den);
95
96 % norm = denp(1);
97 %
98 % G_V0_d = tf(nump ,denp, 'InputDelay ', 0.00005);
99 % G_V0_d2 = tf(nump ,denp)
100 % G_V0_d2 = tf(nump/norm ,denp/norm)
101
102 %aux2

```

B.2 CÓDIGO PARA O MODO DE OPERAÇÃO 4

```

1
2 clc
3 %-----%
4 % Parametros do sistema %
5 %-----%

```

```

6
7 syms D C R L Vo d s E1 n I s rl1 rc2
8 % syms s
9 %
10 % E1=300;
11 % C=13.6e-6;
12 % L0=164.24e-6;
13 % L=394e-6;
14 % Vc=100;
15 % R=20;
16 % D=0.575;
17 % rc2=1.62;
18 % n=1.55;
19 % rl1=0.0196;
20 % rl2=0.0598;
21 % M = 2.5254e-4;
22
23
24 U = [E1];
25 %Uaux = [ I];
26
27 % Matriz de Indut ncias e Capacit ncias
28
29 K = [ L 0 ;
30       0 C];
31
32 % Etapa 1
33
34
35 A1 = [ -(((n/(1+n))^2)*rl1) - ((R*rc2))/((R+rc2))*((n/(1+n))^2)
36        -(n/(n+1))*((R))/(R+rc2);
37        (n/(n+1))*((R))/(R+rc2))
38        -1/(R+rc2) ];
39
40 B1 = [n/(1+n);
41       0];
42 % C1 = [n/(1+n) 0]; %CORRENTE

```



```

43 C1 = [(n/(n+1))*((R*rc2)/(R+rc2))    ((R)/(R+rc2))    ]; %
      Tens o
44
45 % Etapa 2
46
47
48 A2 = [ -(r11*n^2)-((R*rc2)/(R+rc2))*(n^2)    -(n)*(R/(R+rc2))    ;
49         n*((R)/(R+rc2))                      -1/(R+rc2)    ];
50
51
52 B2 = [ 0 ;
53         0 ];
54
55 % C2 = [n  0]; %CORRENTE
56 C2 = [(n)*(R*rc2/(R+rc2))    ((R)/(R+rc2))    ]; %Tens o
57
58
59
60 %-----%
61 % Calculo das matrizes do modelo medio %
62 %-----%
63
64 A = (D)*A1 + (1-D)*A2 ;
65 B = (D)*B1 + (1-D)*B2 ;
66 CG = (D)*C1 + (1-D)*C2;
67
68 Acc = inv(K)*A;
69 Bcc = inv(K)*B;
70 %-----%
71 % Calculo das matrizes na forma padrao %
72 %-----%
73 X = -inv(A)*B*U;
74 Y = CG*X;
75
76 Ap = inv(K)*A;
77 Bp = [ inv(K)*B    inv(K)*((A1-A2)*X+(B1-B2)*U) ]; %
78 Cp = CG;
79 D = [0 0];
80

```

```

81 % %  $E_p = [E \ 0]$ ;
82 %
83 % % Obtenção da FT
84 %
85 aux = inv(s*eye(2)-Ap);
86 aux2 = (Cp*aux*Bp)+(C1-C2)*X;
87 Y = aux2(1,2)
88 sim=simplify(Y)
89 %
90 % [num,den] = numden(Y);
91 % nump = sym2poly(num);
92 % denp = sym2poly(den);
93 % %
94 % norm = denp(1);
95 %  $G_{VO_d} = tf(nump/norm, denp/norm)$ 
96 %

```

APÊNDICE C – CÓDIGO PARA O CONTROLE

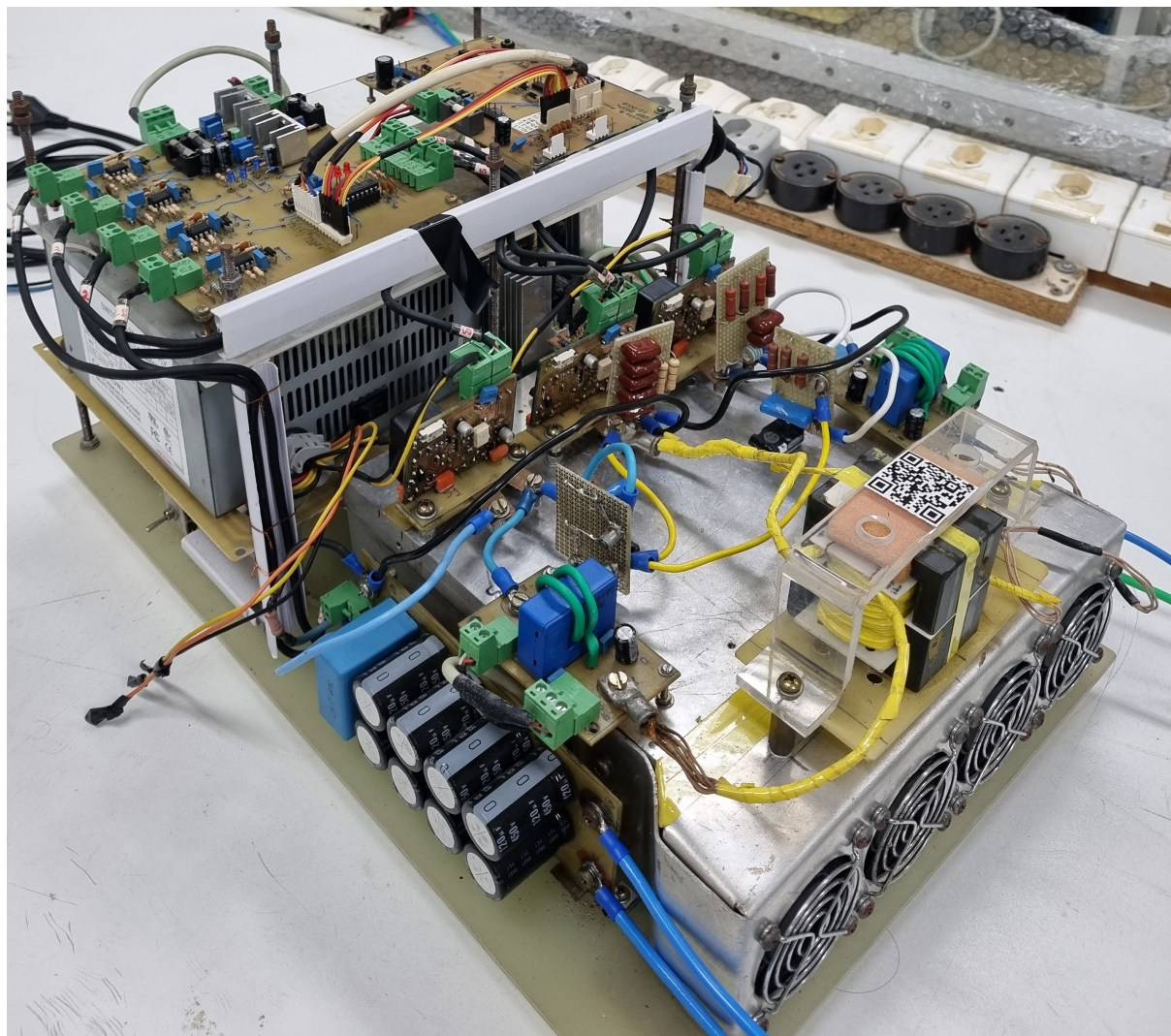
```

1  typedef struct {
2      float  Err;          // Variable: Error
3      float  Kp;           // Parameter: Proportional gain
4      float  Up;           // Variable: Proportional output
5      float  Ui;           // Variable: Integral output
6      float  Ud;           // Variable: Derivative output
7      float  OutPreSat;    // Variable: Pre-saturated output
8      float  OutMax;       // Parameter: Maximum output
9      float  OutMin;       // Parameter: Minimum output
10     float  Out;           // Output: PID output
11     float  SatErr;        // Variable: Saturated difference
12     float  Ki;            // Parameter: Integral gain
13     float  Kc;            // Parameter: Integral correction gain
14     float  Kd;            // Parameter: Derivative gain
15     float  Up1;           // History: Previous proportional output
16     void  (*calc)();      // Pointer to calculation function
17     void  (*reset)();     // Pointer to reset function
18 } PIDREG3;
19
20 void pid_reg3_calc(PIDREG3 *v){
21     v->Up = v->Kp*v->Err;
22     v->Ui = v->Ui + v->Ki*(v->Up+v->Up1)+ (v->Kc*v->SatErr);
23     //v->Ud = (v->Kd*(v->Up - v->Up1));
24     v->OutPreSat = v->Up + v->Ui + v->Ud;
25     if (v->OutPreSat > v->OutMax)
26         v->Out = v->OutMax;
27     else if (v->OutPreSat < v->OutMin)
28         v->Out = v->OutMin;
29     else
30         v->Out = v->OutPreSat;
31     v->SatErr = v->Out - v->OutPreSat;
32     v->Up1 = v->Up;
33 }
34
35 void pid_reg3_reset(PIDREG3 *v){
36     v->Err = 0;
37     v->Out = 0;
38     v->OutPreSat = 0;
39     v->Ui = 0;
40     v->Up1 = 0;
41     v->Ud = 0;
42     v->SatErr = 0;
43     v->Out = 0;
44 }

```

C.1 FOTO PROTÓTIPO

Figura 81 – Protótipo utilizado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.