

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

WANDERSON FRANCISCO LOPES

**CONVERSOR CC-CC CÚK BIDIRECIONAL COM DOBRADOR DE
TENSÃO**

DISSERTAÇÃO

PONTA GROSSA

2020

WANDERSON FRANCISCO LOPES

CONVERSOR CC-CC CÚK BIDIRECIONAL COM DOBRADOR DE TENSÃO

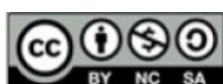
Bidirectional DC-DC Cúk Converter with Voltage-Doubler Concept

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font.

PONTA GROSSA

2020



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)

Esta licença permite que outros remixem, adaptem e criem a partir do trabalho para fins não comerciais, desde que atribuam o devido crédito e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



**Universidade Tecnológica Federal do
Paraná Campus de Ponta Grossa**
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



FOLHA DE APROVAÇÃO

Título de Dissertação Nº **50/2020**

CONVERSOR CC-CC CÚK BIDIRECIONAL COM DOBRADOR DE TENSÃO.

por

Wanderson Francisco Lopes

Esta dissertação foi apresentada às **9 horas** do dia **20 de fevereiro de 2020** como requisito parcial para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, com área de concentração em Controle e Processamento de Energia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

**Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins
(UFSM)**

Prof. Dr. Eloi Agostini Junior (UTFPR)

**Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font
(UTFPR)
Orientador**

**Prof. Dr. Angelo Marcelo Tuset
Coordenador do PPGE**

A FOLHA DE APROVAÇÃO ASSINADA ENCONTRA-SE NO DEPARTAMENTO DE
REGISTROS ACADÊMICOS DA UTFPR – CÂMPUS PONTA GROSSA

Dedico este trabalho à minha
família.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por me conceder saúde, paciência e força para superar os obstáculos ao longo do caminho, me proporcionando a oportunidade de superar todas as adversidades.

Aos meus pais, Jose e Elizabete, os quais me apoiaram e fizeram tudo o que estava ao alcance para me proporcionar a oportunidade de realizar este sonho que só pôde ser alcançado graças a eles.

Aos meus irmãos e amigos, meu sincero voto de agradecimento por fazerem parte desta conquista, sempre me motivando para chegar até o meu objetivo, e proporcionando momentos de alegria perante momentos difíceis, certamente todo o apoio dos familiares e amigos foram essências para chegar até aqui, a todos o meu profundo voto de agradecimento.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font, por toda a sua paciência, apoio, disponibilidade, pelos ensinamentos concedidos, pela dedicação com o trabalho e principalmente pela confiança deposita em minha pessoa, sem o Senhor não teria chegado até aqui.

Agradeço aos professores avaliadores do projeto, Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins e Prof. Dr. Eloi Agostini Junior, obrigado pela avaliação e contribuições dadas no desenvolvimento do trabalho.

Agradeço aos demais professores integrantes do Programa, os quais contribuíram no meu processo de aprendizado e a Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) campus Ponta Grossa, pela oportunidade da realização do mestrado.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

O dom de poder mental vem de Deus, o
Ser Divino e se concentrarmos nossas
mentes na verdade, ficamos em sintonia
com este grande poder.
(Nikola Tesla)

RESUMO

LOPES, Wanderson Francisco. **Conversor CC-CC Cúk bidirecional com dobrador de tensão**. 2020. 195 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2020.

Neste trabalho é apresentada a análise de uma topologia do conversor CC-CC Cúk bidirecional operando no modo de condução contínuo. O conversor estudado possui três indutores, dois capacitores e quatro interruptores, os quais operam de modo complementar. Sua aplicação é analisada na conexão com carga RC, em malha aberta e malha fechada. O conversor CC-CC Cúk bidirecional com dobrador de tensão, tem como vantagem a redução dos valores de tensão máxima nos semicondutores, o que permite utilizar dispositivos com menores perdas. Como desvantagem, emprega um número maior de componentes. O trabalho apresenta a análise teórica do conversor, contendo as etapas de operação, as formas de onda ideais, e a análise matemática para a obtenção das equações de projeto. Adicionalmente, são apresentados os modelos orientados ao controle de tensão e da corrente. Simulação numérica e ensaios experimentais, foram realizados para comprovar o funcionamento do conversor. O conversor foi projetado e construído para operar com uma tensão de entrada no sentido direto de 250 V, com tensão de saída de 360 V, operando com uma frequência de comutação igual a 100 kHz e uma potência entregue à carga igual a 2 kW.

Palavras-chave: Cúk bidirecional. Dobrador de tensão. Carga RC. Controle de tensão e corrente.

ABSTRACT

LOPES, Wanderson Francisco. **Bidirectional DC-DC Cúk Converter with Voltage-Doubler Concept**. 2020. 195 f. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineering) - Federal University Technology of Paraná, Ponta Grossa, 2020.

This paper presents the analysis of a bidirectional Cúk converter topology operating in the continuous conduction mode. The studied converter has three inductors, two capacitors and four switches, which operate in complementary mode. Its application is analyzed in connection with an RC load, in open loop and in closed loop. The bidirectional DC-DC Cúk converter with voltage doubler has the advantage of reducing the maximum voltage values in semiconductors, allowing the use of devices with lower losses. As a disadvantage, it increases the component count. The paper presents the theoretical analysis of the converter, containing the operation stages, the ideal waveforms, and the mathematical analysis to obtain the design equations. Additionally, models oriented to voltage and current control are presented. Numerical Simulation and experimental tests were conducted to demonstrate the operation of the converter. The converter is designed and built to operate with an input voltage in the direct mode of 250 V, with a 360 V output voltage, operating with a switching frequency of 100 kHz, and a 2 kW rated output power.

Keywords: Bidirectional Cúk. Voltage doubler. RC load. Voltage and current control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional proposto.....	23
Figura 2 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional com as convenções de tensão e sentidos de corrente estabelecidos	35
Figura 3 – Primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto..	36
Figura 4 – Segunda etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto.	36
Figura 5 – Formas de Onda ideias no sentido direto.....	38
Figura 6 – Formas de Onda ideias no sentido direto.....	39
Figura 7 – Análise de malhas da primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto	41
Figura 8 – Forma de onda da corrente do capacitor C_1 sem ondulação	42
Figura 9 – Análise de malha na segunda etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto	43
Figura 10 – Forma de onda da corrente dos interruptores S_1 e S_3 sem ondulação...	48
Figura 11 – Forma de onda da corrente dos interruptores S_2 e S_4 sem ondulação ..	49
Figura 12 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional com as convenções de tensão e sentidos de corrente no modo reverso	50
Figura 13 – Primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso	51
Figura 14 – Segunda etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso	52
Figura 15 – Formas de Onda ideias no sentido reverso.....	53
Figura 16 – Formas de Onda ideias no sentido reverso.....	54
Figura 17 – Análise de malhas da primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso	56
Figura 18 – Forma de onda da corrente do capacitor C_1 sem ondulação	57
Figura 19 – Forma de onda da corrente dos interruptores S_1 e S_3 sem ondulação...	61
Figura 20 – Forma de onda da corrente dos interruptores S_2 e S_4 sem ondulação ..	62
Figura 21 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto de operação, considerando a carga RC	69
Figura 22 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto de operação, modelo simplificado sem perdas	72
Figura 23 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto de operação, modelo com perdas	74
Figura 24 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica, modelo sem perdas	79
Figura 25 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica, modelo sem perdas	81
Figura 26 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica, modelo com perdas	83

Figura 27 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica, modelo com perdas	84
Figura 28 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso de operação, considerando a carga RC	85
Figura 29 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso de operação, modelo simplificado sem perdas	89
Figura 30 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso de operação, modelo com perdas	91
Figura 31 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido reverso	96
Figura 32 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica no sentido reverso	98
Figura 33 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido reverso, modelo com perdas.....	100
Figura 34 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica no sentido reverso, modelo com perdas.....	101
Figura 35 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de tensão, modelo sem perdas.....	102
Figura 36 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de tensão, modelo com perdas.....	103
Figura 37 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de corrente, modelo sem perdas.....	104
Figura 38 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de corrente, modelo com perdas.....	105
Figura 39 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão	106
Figura 40 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente	106
Figura 41 – Circuito de controle PI com filtro.....	107
Figura 42 – Geração dos pulsos de comando.....	109
Figura 43 – Circuito utilizado para a simulação numérica para o sentido direto.....	115
Figura 44 – Circuito utilizado para a simulação numérica para o sentido reverso...	116
Figura 45 – Pulsos de comando dos interruptores no sentido direto.....	117
Figura 46 – Tensão e corrente de saída no sentido direto	117
Figura 47 – Corrente sobre os indutores L_1 L_2 e L_3	118
Figura 48 – Tensão sobre os indutores L_1 L_2 e L_3	119
Figura 49 – Corrente sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	120
Figura 50 – Tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	120
Figura 51 – Corrente sobre os capacitores C_1 e C_2	121
Figura 52 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2	122
Figura 53 – Pulsos de comando dos interruptores no sentido reverso.....	123
Figura 54 – Tensão e corrente de saída no sentido reverso	123
Figura 55 – Corrente sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3	124
Figura 56 – Tensão sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3	125

Figura 57 – Corrente sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	126
Figura 58 – Tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	126
Figura 59 – Corrente sobre os capacitores C_1 e C_2	127
Figura 60 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2	127
Figura 61 – Módulo e fase da FT da tensão de saída para o sentido direto	129
Figura 62 – Módulo e fase de $FTLA_{FT5}$, FT_5 e C_{FT5} para o sentido direto com carga RC	131
Figura 63 – Módulo e fase do compensador de tensão teórico e prático no sentido direto	132
Figura 64 – Circuito utilizado no controle da tensão de saída para o sentido direto	133
Figura 65 – Resposta ao degrau do controle da tensão de saída para o sentido direto	134
Figura 66 – Módulo e fase da FT da corrente I_{L3} para o sentido direto	135
Figura 67 – Módulo e fase de $FTLA_{FT6}$, FT_6 e C_{FT6} para o sentido direto	137
Figura 68 – Módulo e fase do compensador de corrente teórico e prático no sentido direto	138
Figura 69 – Circuito utilizado no controle da corrente I_{L3} para o sentido direto	139
Figura 70 – Resposta ao degrau do controle da corrente no indutor L_3 para o sentido direto	140
Figura 71 – Módulo e fase da FT da tensão de saída para o sentido reverso	141
Figura 72 – Módulo e fase de $FTLA_{FT11}$, FT_{11} e C_{FT11} para o sentido reverso com carga RC	143
Figura 73 – Módulo e fase do compensador de corrente teórico e prático no sentido reverso	144
Figura 74 – Circuito utilizado no controle da tensão de saída para o sentido reverso com carga RC	145
Figura 75 – Resposta ao degrau do controle da tensão de saída para o sentido reverso com carga RC	146
Figura 76 – Módulo e fase da função de transferência da corrente I_{L3} para o sentido reverso com carga RC	147
Figura 77 – Módulo e fase de $FTLA_{FT12}$, FT_{12} e C_{FT12} para o sentido reverso com carga RC	149
Figura 78 – Módulo e fase do compensador de corrente teórico e prático no sentido reverso com carga RC	150
Figura 79 – Circuito utilizado no controle da corrente I_{L3} para o sentido reverso com carga RC	151
Figura 80 – Resposta ao degrau do controle da corrente sobre o indutor L_3 para o sentido reverso com carga RC	152
Figura 81 – Conversor Cúk bidirecional implementado	155
Figura 82 – Placa de controle implementada	156
Figura 83 – Tensão e corrente na fonte V_1 (escalas verticais: I_{L1} - 2 A/div, V_1 - 20 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)	157

Figura 84 – Tensão e corrente na fonte V_2 (escalas verticais: $I_{L2} - 2 \text{ A/div}$, $V_2 - 20 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	158
Figura 85 – Tensão e corrente no indutor L_1 (escalas verticais: $I_{L1} - 2 \text{ A/div}$, $V_{L1} - 100 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	159
Figura 86 – Tensão e corrente no indutor L_2 (escalas verticais: $I_{L2} - 2 \text{ A/div}$, $V_{L2} - 100 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	160
Figura 87 – Tensão nos interruptores S_1 e S_3 (escalas verticais: V_{S1} e $V_{S3} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	161
Figura 88 – Tensão nos interruptores S_2 e S_4 (escalas verticais: V_{S2} e $V_{S4} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	162
Figura 89 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 (escalas verticais: V_{C1} e $V_{C2} - 50 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	163
Figura 90 – Tensão e corrente na saída do conversor (escalas verticais: $I_o - 1 \text{ A/div}$, $V_o - 50 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	164
Figura 91 – Tensão e corrente no indutor L_3 (escalas verticais: $I_{L3} - 2 \text{ A/div}$, $V_{L3} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	165
Figura 92 – Ondulação de corrente no indutor L_3 (escala vertical: $\Delta i_{L3} - 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	166
Figura 93 – Ondulação de corrente no indutor L_2 (escala vertical: $\Delta i_{L2} - 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	167
Figura 94 – Ondulação de corrente no indutor L_1 (escala vertical: $\Delta i_{L1} - 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	168
Figura 95 – Ondulação de tensão no capacitor C_1 (escala vertical: $\Delta V_{C1} - 10 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	169
Figura 96 – Ondulação de tensão no capacitor C_2 (escala vertical: $\Delta V_{C2} - 10 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	169
Figura 97 – Tensão e corrente na fonte V_3 (escalas verticais: $I_{L3} - 2 \text{ A/div}$, $V_3 - 50 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	170
Figura 98 – Tensão e corrente no indutor L_3 (escalas verticais: $I_{L3} - 3 \text{ A/div}$, $V_{L3} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	171
Figura 99 – Tensão nos interruptores S_2 e S_4 (escalas verticais: V_{S2} e $V_{S4} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	172
Figura 100 – Tensão nos interruptores S_1 e S_3 (escalas verticais: V_{S1} e $V_{S3} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	173
Figura 101 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 (escalas verticais: V_{C1} e $V_{C2} - 50 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	174
Figura 102 – Tensão e corrente no indutor L_1 (escalas verticais: $I_{L1} - 5 \text{ A/div}$, $V_{L1} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	175
Figura 103 – Tensão e corrente sobre o indutor L_2 (escalas verticais: $I_{L2} - 5 \text{ A/div}$, $V_{L2} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	176
Figura 104 – Tensão e corrente na saída do conversor (escalas verticais: $I_o - 3 \text{ A/div}$, $V_o - 50 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	177
Figura 105 – Ondulação de corrente sobre o indutor L_3 (escala vertical: $\Delta i_{L3} - 300 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	178

Figura 106 – Ondulação de corrente sobre o indutor L_1 (escala vertical: $\Delta i_{L1} - 500$ mA/div e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	179
Figura 107 – Ondulação de corrente sobre o indutor L_2 (escala vertical: $\Delta i_{L2} - 500$ mA/div e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	180
Figura 108 – Ondulação de tensão no capacitor C_1 (escala vertical: $\Delta V_{C1} - 10$ V/div e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	181
Figura 109 – Ondulação de tensão no capacitor C_2 (escala vertical: $\Delta V_{C2} - 10$ V/div e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)	181
Figura 110 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal (escalas verticais: $I_o - 2$ A/div, $V_o - 100$ V/div e escala horizontal: 10 ms/div)	183
Figura 111 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal, somente componente CA da tensão (escalas verticais: $I_o - 2$ A/div, $V_o - 20$ V/div e escala horizontal: 20 ms/div)	184
Figura 112 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal (escalas verticais: $I_o - 3$ A/div, $V_o - 50$ V/div e escala horizontal: 20 ms/div)	185
Figura 113 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal, somente componente CA da tensão (escalas verticais: $I_o - 3$ A/div, $V_o - 5$ V/div e escala horizontal: 20 ms/div)	186
Figura 114 – Curva de rendimento do conversor Cúk no sentido direto de operação	187
Figura 115 – Curva de rendimento do conversor Cúk no sentido reverso de operação	187
Figura 116 – Curvas de rendimento do conversor Cúk nos sentidos direto e reverso de operação	188
Figura 117 – Circuito de potência do conversor Cúk bidirecional.....	194
Figura 118 – Componentes auxiliares do conversor Cúk bidirecional.....	194
Figura 119 – Layout da placa de potência	195
Figura 120 – Layout da placa de controle	195

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de projeto.....	64
Tabela 2 – Componentes do Projeto	64
Tabela 3 – Valores de Projeto Simulados x Calculados	65
Tabela 4 – Componentes do Projeto	66
Tabela 5 – Valores de Projeto Simulados x Calculados	66
Tabela 6 – Grandezas utilizadas para validação das funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e da corrente do indutor L_3 pela razão cíclica	78
Tabela 7 – Grandezas utilizadas para validação das funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e da corrente do indutor L_3 pela razão cíclica	95
Tabela 8 – Especificações de projeto.....	113
Tabela 9 – Componentes calculados para o Projeto	113
Tabela 10 – Componentes utilizados do Projeto	114
Tabela 11 – Valores obtidos com o projeto de controle da tensão de saída no sentido direto, com carga RC	130
Tabela 12 – Valores obtidos com o projeto de controle de corrente para o sentido direto com carga RC	136
Tabela 13 – Valores obtidos com o projeto de controle de tensão no sentido reverso com carga RC	142
Tabela 14 – Valores obtidos com o projeto de controle de corrente para o sentido reverso com carga RC	148
Tabela 15 – Resumo dos controles de corrente e tensão simulados	153
Tabela 16 – Componentes utilizados na construção do protótipo	155
Tabela 17 – Componentes utilizados na construção da placa de controle.....	156

LISTA DE VARIÁVEIS E SIGLAS

LISTA DE VARIÁVEIS

Δi_{L1}	Ondulação de corrente do indutor L1
Δi_{L2}	Ondulação de corrente do indutor L2
Δi_{L3}	Ondulação de corrente do indutor L3
ΔV_{C1}	Ondulação de tensão do capacitor C1
ΔV_{C2}	Ondulação de tensão do capacitor C2
fp	Frequência do polo do compensador
fz	Frequência do zero do compensador
C ₁ , C ₂	Capacitor do conversor Cúk
C _{1_c} , C _{2_c}	Capacitores do compensador
C _{FT5}	Compensador da malha de tensão no sentido direto
C _{FT6}	Compensador da malha de corrente no sentido direto
C _{FT11}	Compensador da malha de tensão no sentido reverso
C _{FT12}	Compensador da malha de corrente no sentido reverso
C _{tFT5}	Compensador teórico da malha de tensão no sentido direto
C _{tFT6}	Compensador teórico da malha de corrente no sentido direto
C _{tFT11}	Compensador teórico da malha de tensão no sentido reverso
C _{tFT12}	Compensador teórico da malha de corrente no sentido reverso
C _{pFT5}	Compensador prático da malha de tensão no sentido direto
C _{pFT6}	Compensador prático da malha de corrente no sentido direto
C _{pFT11}	Compensador prático da malha de tensão no sentido reverso
C _{pFT12}	Compensador prático da malha de corrente no sentido reverso
D	Razão cíclica
f _{ci}	Frequência de corte da malha de corrente
f _{ct}	Frequência de corte da malha de tensão
f _s	Frequência de comutação
FT ₁	Função de transferência de sexta ordem da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido direto de operação, modelo sem perdas

FT ₂	Função de transferência de sexta ordem da corrente no indutor L ₃ em função da razão cíclica no sentido direto de operação, modelo sem perdas
FT ₃	Função de transferência de quarta ordem da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido direto de operação, modelo sem perdas
FT ₄	Função de transferência de quarta ordem da corrente no indutor L ₃ em função da razão cíclica no sentido direto de operação, modelo sem perdas
FT ₅	Função de transferência de quarta ordem da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido direto de operação, modelo com perdas
FT ₆	Função de transferência de quarta ordem da corrente no indutor L ₃ em função da razão cíclica no sentido direto de operação, modelo com perdas
FT ₇	Função de transferência de sexta ordem da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido reverso de operação, modelo sem perdas
FT ₈	Função de transferência de sexta ordem da corrente no indutor L ₃ em função da razão cíclica no sentido reverso de operação, modelo sem perdas
FT ₉	Função de transferência de quarta ordem da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido reverso de operação, modelo sem perdas
FT ₁₀	Função de transferência de quarta ordem da corrente no indutor L ₃ em função da razão cíclica no sentido reverso de operação, modelo sem perdas
FT ₁₁	Função de transferência de quarta ordem da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido reverso de operação, modelo com perdas
FT ₁₂	Função de transferência de quarta ordem da corrente no indutor L ₃ em função da razão cíclica no sentido reverso de operação, modelo com perdas
I_{L1max}	Valor máximo da corrente no indutor L ₁
I_{L2max}	Valor máximo da corrente no indutor L ₂
I_{L3max}	Valor máximo da corrente no indutor L ₃
I_{L1med}	Valor médio da corrente no indutor L ₁
I_{L2med}	Valor médio da corrente no indutor L ₂
I_{L3med}	Valor médio da corrente no indutor L ₃
I_o	Corrente média de saída

$I_{S1_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no interruptor S ₁
$I_{S2_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no interruptor S ₂
$I_{S3_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no interruptor S ₃
$I_{S4_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no interruptor S ₄
$I_{S1_{max}}$	Valor máximo da corrente no interruptor S ₁
$I_{S2_{max}}$	Valor máximo da corrente no interruptor S ₂
$I_{S3_{max}}$	Valor máximo da corrente no interruptor S ₃
$I_{S4_{max}}$	Valor máximo da corrente no interruptor S ₄
$I_{S1_{med}}$	Valor médio da corrente no interruptor S ₁
$I_{S2_{med}}$	Valor médio da corrente no interruptor S ₂
$I_{S3_{med}}$	Valor médio da corrente no interruptor S ₃
$I_{S4_{med}}$	Valor médio da corrente no interruptor S ₄
$I_{C1_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no capacitor C ₁
$I_{C2_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no capacitor C ₂
$I_{C1_{max}}$	Valor máximo da corrente no capacitor C ₁
$I_{C2_{max}}$	Valor máximo da corrente no capacitor C ₂
ksi	Ganho do sensor de corrente
k _{sv}	Ganho do sensor de tensão
k_{PWM}	Ganho do modulador
M	Ganho estático
P _o	Potência média de saída
R	Carga RC
R1 _c	Resistor R1 do compensador
R2 _c	Resistor R2 do compensador
T _s	Período de comutação
V ₁	Tensão na fonte V ₁
V ₂	Tensão na fonte V ₂
V ₃	Tensão na fonte V ₃
$V_{C1_{max}}$	Tensão máxima no capacitor C ₁
$V_{C2_{max}}$	Tensão máxima no capacitor C ₂
$V_{C1_{med}}$	Tensão média no capacitor C ₁

$V_{C1_{med}}$	Tensão média no capacitor C_2
$V_{S_{max}}$	Tensão máxima sobre os interruptores
V_o	Tensão média de saída
V_{ref}	Tensão de referência utilizada para o controle
V_{pk}	Valor de pico do sinal dente de serra

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MCC	Modo de condução contínuo
PWM	Pulse Width Modulation
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	21
1.1 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO	22
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	23
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
2.1 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS CONECTADOS A UM BANCO DE BATERIAS EM MICRORREDE DE CORRENTE CONTÍNUA	25
2.1.1 Conversores CC-CC Buck/Boost	26
2.1.2 Conversores CC-CC Buck-Boost	27
2.1.3 Conversores CC-CC Cúk	29
2.1.4 Conversores SEPIC/Zeta	30
2.2 CONCLUSÃO	33
3 CONVERSOR CC-CC CÚK BIDIRECIONAL COM DOBRADOR DE TENSÃO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO	34
3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO NO SENTIDO DIRETO	34
3.1.1 Primeira Etapa de Operação no Sentido Direto	35
3.1.2 Segunda Etapa de Operação no Sentido Direto	36
3.2 FORMAS DE ONDA IDEAIS NO SENTIDO DIRETO	37
3.3 ANÁLISE MATEMÁTICA PARA O SENTIDO DIRETO	39
3.3.1 Ganho Estático e Razão Cíclica	40
3.3.2 Indutores L_1 e L_2	40
3.3.2.1 Valores médio e máximo de corrente nos indutores L_1 e L_2	42
3.3.3 Indutor L_3	43
3.3.3.1 Valores médio e máximo de corrente no indutor L_3	44
3.3.4 Capacitores C_1 e C_2	44
3.3.4.1 Valores eficaz e máximo de corrente nos capacitores C_1 e C_2	45
3.3.4.2 Valores médio e máximo de tensão nos capacitores C_1 e C_2	46
3.3.5 Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	47
3.3.5.1 Máxima tensão nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	50
3.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO NO SENTIDO REVERSO	50
3.4.1 Primeira Etapa de Operação no Sentido Reverso	51
3.4.2 Segunda Etapa de Operação no Sentido Reverso	51
3.5 FORMAS DE ONDA IDEAIS NO SENTIDO REVERSO	52
3.6 ANÁLISE MATEMÁTICA SENTIDO REVERSO	54
3.6.1 Ganho Estático e Razão Cíclica	55
3.6.2 Indutores L_1 , L_2 e L_3	55
3.6.2.1 Valores médio e máximo de corrente nos indutores L_1 e L_2	57
3.6.2.2 Valores médio e máximo de corrente no indutor L_3	58

3.6.3 Capacitores C_1 e C_2	58
3.6.3.1 Valores eficaz e máximo de corrente nos capacitores C_1 e C_2	59
3.6.3.2 Valores médio e máximo de tensão nos capacitores C_1 e C_2	60
3.6.4 Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	60
3.6.4.1 Máxima tensão nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	63
3.7 VALIDAÇÃO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO NO SENTIDO DIRETO	63
3.8 VALIDAÇÃO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO NO SENTIDO REVERSO	65
3.9 CONCLUSÃO	67
4 MODELAGEM E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC CÚK BIDIRECIONAL COM DOBRADOR DE TENSÃO	68
4.1 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA OBTIDAS NO SENTIDO DIRETO DE OPERAÇÃO	68
4.2 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA NO SENTIDO DIRETO	76
4.3 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA OBTIDAS NO SENTIDO REVERSO DE OPERAÇÃO	84
4.4 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA NO SENTIDO REVERSO	93
4.5 SISTEMA DE CONTROLE	105
4.5.1 Ganho do Modulador	108
4.5.2 Ganho dos sensores de corrente e de tensão	109
4.6 CONCLUSÃO	109
5 PROJETO E RESULTADO DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	111
5.1 METODOLOGIA DE PROJETO	111
5.2 PROJETO DO CONVERSOR.....	112
5.3 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CONVERSOR EM MALHA ABERTA.....	114
5.3.1 Formas de onda obtidas na simulação numérica em malha aberta para o sentido direto.....	116
5.3.2 Formas de onda obtidas na simulação numérica em malha aberta para o sentido reverso.....	122
5.4 PROJETO E SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE.....	128
5.4.1 Projeto do sistema de controle da tensão de saída no sentido direto com carga RC	128
5.4.2 Projeto do sistema de controle da corrente no indutor L_3 no sentido direto com carga RC	134
5.4.3 Projeto do sistema de controle da tensão de saída no sentido reverso.....	140
5.4.4 Projeto do sistema de controle da corrente no indutor L_3 no sentido reverso com carga RC	146
5.4.5 Comparação de resultados.....	152
5.5 CONCLUSÃO	153
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	154
6.1 PLACA DE POTÊNCIA E PLACA DE CONTROLE	154

6.2 RESULTADOS OBTIDOS NA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA EM MALHA ABERTA.....	157
6.2.1 Formas de onda obtidas no sentido direto em malha aberta com carga RC ..	157
6.2.2 Formas de onda obtidas no sentido reverso em malha aberta com carga RC	170
6.3 RESULTADOS OBTIDOS NA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA EM MALHA FECHADA	182
6.3.1 Controle da tensão de saída no sentido direto com carga RC.....	182
6.3.2 Controle da tensão de saída no sentido reverso com carga RC.....	184
6.3.3 Ensaios de rendimento nos sentidos direto e reverso de operação.....	186
6.4 CONCLUSÃO	188
7 CONCLUSÃO.....	189
REFERÊNCIAS.....	191
APÊNDICE A - Esquemático do conversor Cúk bidirecional	194
APÊNDICE B - Layouts do conversor Cúk bidirecional.....	195

1 INTRODUÇÃO

As microrredes CC (corrente contínua) são a tecnologia chave para integrar a proliferação de fontes de energia renováveis, como as fontes de energia solar e eólica, e cargas eletrônicas, como os veículos elétricos (VE), em uma rede local, estável, confiável e eficiente (DRAGICEVIC, 2016).

Devido à característica intermitente inerente à geração de energia de fontes renováveis solares e eólicas, a operação estável de uma microrrede CC é obtida adicionando sistemas de armazenamento conectados no barramento CC. Geralmente, o sistema de armazenamento é implementado por um sistema de armazenamento de energia com baterias (do inglês BESS – *Battery Energy Storage System*).

As baterias de chumbo-ácido e de lítio são duas tecnologias vastamente utilizadas em várias áreas de atuação, por exemplo, baterias de lítio são mais empregadas em equipamentos eletrônicos portáteis, por sua vez baterias de chumbo-ácido são mais utilizadas em veículos com motor à combustão e sistemas de nobreaks/UPS. Devido ao estudo aprofundado dos últimos anos envolvendo ambas as tecnologias, estas duas são fortemente utilizadas em aplicações em sistemas de armazenamento de energia em sistemas elétricos de potência e em veículos elétricos (FONT, 2019).

Quando comparada com baterias de chumbo-ácido as baterias de lítio possuem como vantagens a maior densidade de potência, maior densidade de energia, ótima retenção de carga, desempenho favorável em baixas temperaturas, elevado número de ciclos de carga, elevada profundidade de descarga e apresentam impactos ambientais reduzidos. Em contra partida nesta comparação, possuem como desvantagens, o custo mais elevado, o equipamento para recarregar a bateria apresenta uma tecnologia mais complexa, a necessidade de monitoramento individual de cada célula e a necessidade de sistema de equalização de tensão (FONT, 2019).

Entre um banco de baterias até a sua conexão à microrrede, tem-se um conversor CC-CC bidirecional, o qual pode transmitir a energia em ambos os sentidos; este conversor é responsável pelo controle da direção do fluxo de energia e pela regulação do barramento CC (SOFLA, WANG, 2011).

Pesquisas sobre conversores CC-CC bidirecionais para interface de BEES e microrredes CC têm aumentado significativamente nos últimos anos. Em geral, os

conversores empregam de três a cinco interruptores controlados e são baseadas nos conversores CC-CC básicos, como os conversores Buck, Boost e Buck-Boost.

Em um conversor Buck em condução contínua, a corrente que circula pela entrada é igual à corrente do interruptor, sendo assim, é uma corrente pulsada. A corrente na saída é a mesma corrente que passa pelo indutor, sendo uma corrente contínua, com baixa ondulação. O conversor Boost em condução contínua apresenta características opostas em relação ao conversor Buck, na entrada a corrente é contínua e na saída, a corrente é pulsante. Sendo assim, filtros adicionais devem ser utilizados na saída do conversor (LEIJON, SOMAN, 2017). Além disso, de acordo com UDDIN, et al. (2016), a componente alternada de alta frequência pode reduzir a vida útil da bateria pois, pode estimular a geração de calor adicional dentro da bateria.

Inerentemente, os melhores conversores para carregar baterias são os que possuem naturalmente indutores na saída como o Buck, Zeta e Cúk. Com o intuito de não drenar corrente pulsante de uma microrrede, pode-se utilizar os conversores Boost, SEPIC e Cúk onde a corrente de entrada é contínua. Portanto, o único conversor que em condução contínua apresenta corrente contínua na entrada e na saída é o conversor Cúk.

Assim, esta dissertação apresenta o estudo de um conversor CC-CC bidirecional baseado no conversor CC-CC Cúk por apresentar a característica de corrente contínua na entrada e na saída, o que é ideal para carregar e descarregar uma bateria, proporcionando vida útil elevada. Além disso, o conversor estudado apresenta o conceito de dobrador de tensão. Sendo assim, a tensão sobre os interruptores é dividida por um fator de dois, permitindo escolher semicondutores com menores perdas.

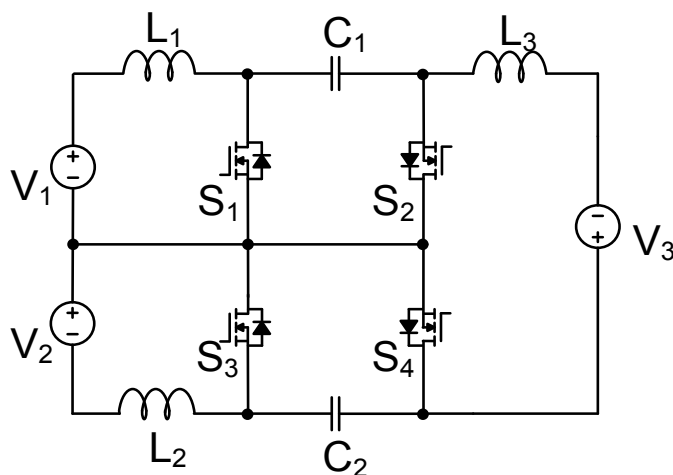
1.1 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

O conversor CC-CC Cúk bidirecional proposto opera em modo de condução contínuo, a sua aplicação é analisada na conexão com carga RC, tanto em malha aberta quanto em malha fechada.

O circuito de potência convencional do conversor Cúk bidirecional possui dois indutores, um capacitor e dois interruptores. O conversor proposto possui três indutores, dois capacitores e quatro interruptores, os quais operam de modo

complementar, a cada etapa de operação, dois deles são comandados a conduzir. A topologia proposta está ilustrada na Figura 1, sendo obtida ao se aplicar o conceito dobrador de tensão no lado esquerdo do conversor.

Figura 1 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional proposto



Fonte: Autoria Própria

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

No capítulo dois, apresenta-se a revisão bibliográfica sobre as principais topologias de conversores CC-CC bidirecionais não isolados, exibe-se trabalhos que abordam o tema de conversores CC-CC bidirecionais, ressaltando suas principais características e aplicações.

No capítulo três, analisa-se as etapas de operação do conversor, apresenta-se as principais formas de onda e todo o equacionamento elaborado para a realização do projeto do conversor nos dois fluxos de potência estudados, o direto e o reverso. Além disso, apresenta-se a validação das equações de projeto.

No capítulo quatro, estuda-se a modelagem do conversor, com todas as funções de transferência obtidas. Além disso, é demonstrada a metodologia utilizada para a realização do projeto do sistema de controle.

No capítulo cinco, é tratado sobre o projeto e os resultados obtidos por simulação numérica tanto em malha aberta quanto em malha fechada.

No capítulo seis, são apresentados os resultados experimentais do conversor. São ilustrados, o protótipo e a placa de controle. Posteriormente, são apresentadas as formas de onda experimentais obtidas em malha aberta e em malha fechada.

No capítulo sete, realiza-se uma conclusão geral de todo o estudo realizado até o momento, ressaltando as principais características analisadas.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre o tema abordado na dissertação. Inicialmente, apresentam-se algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais não isolados, alguns conectados a um banco de baterias em microrrede de corrente contínua.

2.1 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS CONECTADOS A UM BANCO DE BATERIAS EM MICRORREDE DE CORRENTE CONTÍNUA

Ao se conectar um banco de baterias a uma microrrede de corrente contínua, deve-se observar as características da microrrede, considerando a sua aplicação. As características de uma microrrede procedem de características de cargas a serem conectadas, sistemas híbridos de energia ou até mesmo da rede elétrica. Baseada em sua aplicação, uma microrrede pode ser susceptível a diferentes formas de perturbações.

Entre um banco de baterias até a sua conexão à microrrede, localiza-se o conversor CC-CC bidirecional, o qual pode transmitir a energia em ambos os sentidos. Este conversor é responsável pelo controle da direção do fluxo de energia e também pela regulação do barramento CC, na ausência da rede elétrica (SOFLA, WANG, 2011).

Há diversas topologias de conversores CC-CC bidirecionais, na sequência são apresentadas algumas topologias estudadas.

Os conversores apresentados nesta revisão foram enquadrados em quatro categorias, a saber: Buck/Boost, Buck-Boost, Cúk e SEPIC/Zeta.

Na literatura relacionada a conversores CC-CC unidirecionais, encontram-se seis conversores diferentes. Quando se generaliza estes seis conversores diferentes para a operação bidirecional, encontram-se somente quatro conversores diferentes, devido à simetria que as topologias apresentam. Assim, poderia se denominar os quatro conversores bidirecionais de: Buck/Boost, Buck-Boost/Buck-Boost, Cúk/Cúk e SEPIC/Zeta, a levar em conta a característica do conversor em cada sentido (ou modo) de operação.

2.1.1 Conversores CC-CC Buck/Boost

Park et al. (2007) estudou um novo algoritmo de controle para um conversor CC-CC bidirecional proposto para um sistema regenerativo de armazenamento de energia, utilizando super-capacitor. Este conversor opera em dois modos: o primeiro modo é como conversor Buck e o segundo modo como conversor Boost. Através da operação Buck/Boost, o conversor bidirecional pode controlar a operação de carga e descarga do super-capacitor.

A fim de validar a proposta, o sistema foi simulado e um protótipo foi construído com as seguintes características: potência máxima de descarga de 4 kW, faixa de tensão do super-capacitor de 50 a 100 V, máxima corrente do super-capacitor de 50 A, tensão de entrada do conversor de 311 V, corrente de entrada do conversor de 10 A e frequência de comutação de 10 kHz.

O conversor CC-CC bidirecional opera como conversor Buck para carregar o super-capacitor, e quando a tensão do barramento CC decai para 350 V, o conversor CC-CC bidirecional opera como conversor Boost, para descarregar o super-capacitor no barramento CC. Através dessas operações, o valor da tensão no barramento CC é regulado em 350 V. Como desvantagem da proposta tem-se que o super-capacitor precisa de tempo consideravelmente elevado para o carregamento inicial, pois, o sistema exige uma tensão elevada no estágio inicial (PARK, et al, 2007).

Pham, Kerekes e Teodorescu, (2012) apresentam além da topologia clássica do conversor Boost/Buck, outras duas distintas de conversores CC-CC bidirecionais, sendo elas o conversor Boost/Buck dividido (*Split Boost/Buck converter*) e o conversor Boost/Buck dividido de fase dupla intercalado (*Interleaved Dual-Phase Split Boost/Buck converter*), sendo este último comprovado seu funcionamento por meio de um protótipo.

A topologia clássica do conversor Boost/Buck tem a vantagem de possuir poucos componentes. Porém, seu uso é limitado em aplicações com barramentos CC de até 700 V.

Para resolver essa desvantagem de operação em tensões elevadas, é utilizado o conceito do conversor Boost/Buck dividido pois, nesta topologia o barramento CC de 700 V pode ser obtido, por uma divisão de barramento de ± 350 V, o que permite a utilização de interruptores de baixa tensão, assim herdamos as vantagens de menores perdas de condução e comutação. E como desvantagem

nessa topologia tem-se o aumento do número de componentes (PHAM, KERKES, TEODORESCU, 2012).

O conceito do conversor Boost/Buck dividido de fase dupla intercalado, boost três níveis, é aplicado com o intuito de aumentar a eficiência do conversor pois, nesta topologia, pode-se reduzir as perdas de condução dividindo a potência processada em várias fases. Como vantagens de ter várias fases no conversor tem-se: uma das fases pode ser desligada em baixa carga para melhorar a eficiência, e com a comutação intercalada, a ondulação da corrente de entrada e saída pode ser reduzida, com a redução de ondulação de tensão elétrica na bateria e no capacitor de saída, respectivamente. No intuito de verificar o funcionamento desta topologia o protótipo do conversor foi projetado para tensão de entrada entre 168 e 225 V, tensão de saída de 350 V, potência nominal de 1500 W e frequência de chaveamento de 200 kHz. O conversor apresentou uma eficiência de 95,2% no modo Boost (PHAM, KERKES, TEODORESCU, 2012).

Lens, Pagano & Saito (2017), propõem um controle de um conversor de energia bidirecional CC-CC, baseado na topologia Buck/Boost, para conexão de baterias em microrredes de corrente contínua. O projeto de controle foi baseado na técnica de realimentação da entrada ou da saída, tal controle torna a dinâmica de corrente aproximadamente linear para alta frequência, e a dinâmica de tensão é aproximadamente linear para baixa frequência, mas o sistema em geral ainda é não-linear. Esta abordagem tem a vantagem de analisar o desempenho do conversor de potência em diferentes níveis de potência, o que acontece no caso de microrredes (LENS, PAGANO, SAITO 2017).

2.1.2 Conversores CC-CC Buck-Boost

Dentre as diversas topologias de conversores bidirecionais CC-CC, uma das mais utilizadas é o conversor bidirecional Buck-Boost.

Nesta topologia de conversor Buck-Boost bidirecional, a operação como conversor Boost ocorre durante a descarga da bateria e como conversor Buck durante o carregamento da bateria. Em ambos os modos, o desempenho das baterias é importante na estabilidade da microrrede. Qualquer alteração na demanda de microrredes ilhadas pode causar transientes rápidos. Deste modo, as baterias devem

possuir a capacidade de carregar ou descarregar rapidamente. A microrrede será levada à instabilidade se a dinâmica for mais rápida que a velocidade de resposta das baterias (SOFLA, WANG, 2011).

Broday et al. (2015) propõem, um conversor CC-CC bidirecional conectado entre um banco de baterias e super-capacitores, permitindo o controle do fluxo de energia. É proposta uma operação *tri-state* para um conversor CC-CC Buck-Boost bidirecional, com o intuito de melhorar o desempenho do controle e reduzir as perdas no sistema de armazenamento de energia híbrido.

Esta topologia possui um número menor de interruptores e utiliza um indutor acoplado. As vantagens relacionadas ao uso do indutor dividido é que a utilização do dispositivo pode ser melhorada ajustando a razão cíclica do conversor a um valor desejável em determinado ponto de operação, usando apenas a relação de transformação do indutor acoplado.

No trabalho foi analisado nos modos de operação direto e reverso, porém é apresentado somente a simulação no modo direto. O projeto foi simulado considerando uma tensão CC de 36 V na fonte de entrada V_1 e uma tensão CC de 12 V na fonte de saída V_2 , potência nominal de 100 W, frequência de chaveamento de 20 kHz, relação de transformação de 1:1 e indutor magnetizante de 200 μH (BRODAY, et al. 2015).

Broday, Lopes (2018) propõem um novo conversor CC-CC bidirecional de 5 interruptores, baseado no conversor Buck-Boost. Neste novo conversor, a direção do fluxo de potência é controlado como um conversor multiestado. O fluxo de potência pode ser controlado usando 2, 3, 4 ou até 5 estágios de operação, para cada direção de potência em um único período de comutação, levando a uma resposta mais rápida do controle ao inverter a direção do fluxo de potência. Além disso esse tipo de operação multiestado tem se mostrado uma boa alternativa em relação ao controle do conversor.

Como desvantagem essa topologia apresenta um maior número de componentes, por outro lado, é importante ressaltar que os componentes estarão sob um estresse reduzido de energia, pois apenas alguns deles são utilizados para cada direção do fluxo de potência.

O projeto foi simulado considerando uma tensão CC de 300 V na fonte de entrada e uma tensão CC de 96 V na fonte de saída, potência nominal de 1 kW e frequência de chaveamento de 20 kHz (BRODAY, LOPES, 2018).

2.1.3 Conversores CC-CC Cúk

Agarwal e Singh (2014), estudaram o conversor CC-CC Cúk Bidirecional com o objetivo de implementar e controlar, um conversor Cúk modificado magneticamente para o carregamento ideal de uma bateria. Nesta topologia as modificações no conversor Cúk bidirecional acoplado magneticamente resultam em um conversor que exhibe um comportamento de fase mínima de quinta ordem para operação tanto de carga como de descarga (AGARWAL; SINGH, 2014).

O conversor Cúk também é conhecido como conversor CC-CC de acumulação capacitiva. Sua principal característica é a transferência de potência entre duas fontes de corrente. Originalmente, foi idealizado por Middlebrook, Cúk & Behen (1978) sendo a primeira topologia de conversor Cúk bidirecional, um grande avanço em relação ao conversor Cúk unidirecional pois, nesta topologia a corrente elétrica pode fluir em ambos os sentidos, carregando ou descarregando uma bateria, por exemplo.

O circuito de potência bidirecional convencional consiste de dois indutores (um em série a fonte V_1 e um em série a fonte V_2), um capacitor, e dois interruptores de potência, normalmente é utilizado IGBTs ou MOSFETs. Cada interruptor apresenta um diodo de roda livre, e os interruptores são comandados a conduzir e bloquear de forma complementar. Considerando que na primeira etapa de operação do conversor, uma fonte de corrente de um lado é conectada a uma fonte de tensão intermediária e na etapa subsequente à mesma fonte de tensão intermediária é conectada a uma fonte de corrente do outro lado, esse conversor também pode ser chamado de conversor Boost-Buck (ALMEIDA; FONT, 2018; BARBI, 2015).

Almeida e Font (2018) estudaram uma nova topologia do conversor Cúk bidirecional, esta topologia é mais complexa, com um indutor, um capacitor e dois interruptores a mais, em relação ao conversor CC-CC Cúk Bidirecional convencional. Pelas características da fonte de corrente de ambos os lados, o conversor tem as vantagens de drenar ou injetar correntes da microrrede de corrente contínua e carregar ou descarregar o sistema de armazenamento de energia com bateria, com correntes de baixa ondulação. A proposta também utiliza o conceito de dobrador de tensão aplicado ao conversor Cúk, deste modo, a tensão nos semicondutores é reduzida por um fator de dois, quando comparado com o conversor de Cúk

convencional. Este conceito permite o uso de dispositivos que suportam tensões mais baixas, o que aumenta a eficiência geral (ALMEIDA; FONT, 2018).

A fim de verificar o funcionamento da análise estudada, Almeida e Font (2018) projetaram e montaram um protótipo de conversor com alimentação de entrada de 250 V, tensão na saída de 360 V, potência nominal de 1000 W e frequência de chaveamento de 20 kHz. O conversor apresentou uma eficiência máxima de 95,7% e uma eficiência de 94,8% na potência nominal (ALMEIDA; FONT, 2018).

Na topologia abordada por Chinmaya e Singh (2019), apresentam um modelo que consiste em um conversor CC-CC Cúk bidirecional com retificador à diodos, com inversor de controle de campo orientado a *feed-forward*, para carregamento de veículos elétricos. O conversor proposto possui quatro interruptores, dois diodos, dois indutores e três capacitores. Tem três modos de operação, sendo eles; carregamento pela rede, conduzindo com o veículo e a frenagem regenerativa, em cada modo, o conversor opera no modo de condução contínua.

O conversor proposto possui recursos de aumento e redução de tensão durante todos os modos de operação do veículo, bem como o controle eficiente da energia de frenagem. Ele também oferece as vantagens de possuir corrente contínua em ambos os sentidos, limites de corrente de energização durante transientes e condição de sobrecarga, e menor tamanho do filtro de interferência eletromagnética (CHINMAYA; SINGH, 2019).

2.1.4 Conversores SEPIC/Zeta

Baseado nos conversores SEPIC e Zeta, alguns autores combinaram ambas topologias no mesmo conversor para ter o conversor bidirecional, outros além de combinar as topologias empregam no estudo o conceito de grampeamento ativo.

Kim et al. (2007) propõem, um conversor CC-CC bidirecional SEPIC/Zeta com grampeamento ativo, como já observado em outros trabalhos que utilizam essa técnica, devido a presença do circuito de comutação auxiliar o conversor apresenta baixa perda de comutação e baixa perda de condução. O conversor proposto também possui as versões com e sem transformador.

Esse conversor opera como um conversor SEPIC para fluxo de potência no sentido direto e como um conversor Zeta para fluxo de energia no sentido reverso. Os

interruptores principais S_1 e S_2 conduzem e bloqueiam com os diodos anti-paralelos D_1 e D_2 ligados, respectivamente, realizando o funcionamento do retificador síncrono. O circuito de polo ressonante auxiliar comutável é composto de um MOSFET de menor potência S_t e um indutor ressonante L_r . A operação com comutação suave do tipo ZVS (*zero voltage switching*), resulta em uma melhor eficiência do circuito. Além disso, uma vez que a comutação ZVS ocorre durante um curto período de tempo quando comparado ao período de comutação, ela não tem influência significativa nas características gerais de saída do conversor, como controle PWM e características de conversão linear de entrada e saída.

O protótipo do conversor foi implementado para uma potência nominal de 1 kW, tensão de saída de 100 V, tensão de entrada de 48 V e frequência de comutação de 40 kHz.

Tanto no modo SEPIC quanto no modo Zeta o conversor apresentou uma eficiência de aproximadamente 87% em potência nominal.

Khaleghi, Varjani e Mohamadian (2014) propõem uma topologia do conversor CC-CC Zeta bidirecional baseada em um conversor unidirecional. Este conversor pode ser usado como uma única entrada e única saída ou como dispositivo de múltiplas saídas e entrada única. Além disso, a presença do indutor de saída em sua estrutura, ajuda a reduzir a ondulação da saída e como resultado, menor distorção harmônica da corrente de carga, enquanto estiver conectada a um inversor CC-CA. Ainda, ele pode ser usado como um circuito isolado, substituindo a indutância no lado da entrada, por um transformador. Para verificar a funcionalidade do conversor, este foi simulado, utilizando uma bateria de 12 V, usada como fonte de entrada e tensão de referência foi configurada para 36 V. Como resultado a tensão de saída do conversor CC-CC Zeta bidirecional foi atingida para a tensão de referência desejada com uma ondulação aceitável e a corrente de entrada do modo de carregamento como esperado é negativa (KHALEGHI; VARJANI; MOHAMADIAN, 2014).

O conversor SEPIC/Zeta é um eficiente conversor CC-CC não inversor que pode operar nos modos Buck ou Boost, tem a vantagem de custo baixo e poucos componentes. Entretanto, a ondulação da tensão de saída e o estresse de tensão nos componentes ativos são elevados.

Lee et al. (2014) propõem, um conversor CC-CC bidirecional SEPIC/Zeta com indutor acoplado e circuito com grampeamento ativo. Nesta topologia a elevada taxa

de conversão é obtida e a energia do indutor de dispersão é reutilizada tanto no modo de descarga quanto no modo de carga do conversor. Tanto para o modo de descarga quanto para o modo de carga, o conversor utiliza a técnica de modulação por largura de pulso, para controlar os interruptores principais e auxiliares, a fim de completar um ciclo, composto por sete etapas de operação.

Pode ser observado que a topologia apresentada, consiste de uma combinação de um conversor Zeta/SEPIC bidirecional com um conversor SEPIC isolado com dobrador de tensão ou um conversor half-bridge assimétrico. O grampeamento ativo ocorre naturalmente devido ao interruptor S_2 .

A principal vantagem desta topologia, é a questão do divisor de tensão que existe. Então a topologia promove uma redução da tensão nos semicondutores, tal como a topologia do conversor CC-CC Cúk bidirecional proposto. Contudo, a filosofia é diferente. Esta topologia trata da combinação de dois conversores cujas saídas encontram-se em série e as entradas são integradas em uma só.

O protótipo de laboratório foi implementado para verificar o desempenho do conversor proposto. A tensão do barramento de entrada é de 24 V e a tensão na saída é de 400 V, a frequência de comutação foi definida como 50 kHz e a potência nominal de 500 W.

Como resultados obtidos, no modo de descarga, a eficiência máxima obtida foi de 94,3% e a eficiência na potência nominal foi de 89,2%. No modo de carga, a eficiência máxima obtida foi de 92,6% e a eficiência na potência nominal foi de 86,55%. Além disso, o estresse de tensão no interruptor é reduzido pelo circuito de grampeamento ativo.

Shahin et al. (2015) propõem, um conversor CC-CC bidirecional SEPIC/Zeta baseado em indutor acoplado, este conversor é adequado para uso em sistema de energia distribuída. O conversor SEPIC/Zeta convencional é modificado substituindo os indutores individuais por um indutor acoplado, o que reduz o tamanho total do conversor. Um estudo de simulação é realizado para comparar o desempenho do conversor com e sem indutor acoplado, para diferentes valores de coeficientes de acoplamento.

O conversor é testado com uma tensão de alimentação de 200 V CC, 200 W de carga, e a tensão nominal da bateria de chumbo-ácido é selecionada como 24 V, a frequência de comutação é de 50 kHz. Os resultados mostram que a substituição de indutores individuais por um único indutor acoplado leva à redução do tamanho do

conversor, diminui a ondulação da tensão de saída e reduz o estresse de tensão nas chaves.

Durante a operação nominal, quando o indutor acoplado é usado, a tensão nos interruptores é reduzida em 15%. A ondulação na tensão de saída também é reduzida em 95%. Para o modo de operação Zeta, a diminuição do estresse de tensão nos interruptores é praticamente igual a 2,5% e a ondulação da tensão de saída, se reduz em cerca de 70%. Como desvantagem observada, nesta análise é a redução no valor médio da tensão de saída em comparação com o conversor SEPIC/Zeta convencional. No entanto, a redução da tensão está dentro do limite permitido. Outra desvantagem observada, é que quando a variação de tensão é muito alta, a tensão inicial e a corrente nos interruptores aumentam, o que exige interruptores que suportem maior tensão (SHAHIN et al, 2015).

2.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se a revisão bibliográfica sobre as principais topologias de conversores CC-CC bidirecionais não isolados, dentre estes, apresentou-se os conversores CC-CC bidirecionais: Buck/Boost, Buck-Boost, Cúk e SEPIC/Zeta.

Considerando os artigos abordados nesta revisão bibliográfica, observa-se propostas que buscam a redução dos esforços de tensão e de corrente nos componentes dos conversores, com o intuito de distribuição das perdas e elevação do rendimento. Como exemplo, utilizam-se técnicas de associação de conversores para redução dos esforços de tensão e técnicas *interleaved* para redução dos esforços de corrente. Como desvantagem, essas técnicas aumentam a complexidade e o custo dos conversores.

Adicionalmente, verificasse a proposta de conversores com grampeamento ativo e com comutação suave para proporcionarem o aumento do rendimento e da densidade de potência, uma vez que pode-se operar com frequências de comutação maiores sem comprometer o rendimento e com menores volumes dos elementos armazenadores de energia.

3 CONVERSOR CC-CC CÚK BIDIRECIONAL COM DOBRADOR DE TENSÃO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

A topologia apresentada na Figura 1 tem a característica de possuir entrada e saída em fonte de corrente, o que é uma vantagem para algumas aplicações, como no caso da conexão do conversor à um banco de baterias, a baixa ondulação de corrente na entrada e saída do conversor, possibilita a utilização de um filtro capacitivo menor, em paralelo com a bateria.

Esta topologia apresenta o conceito do dobrador de tensão na entrada, sendo que a principal vantagem nesta configuração é a redução pela metade da tensão aplicada sobre os interruptores.

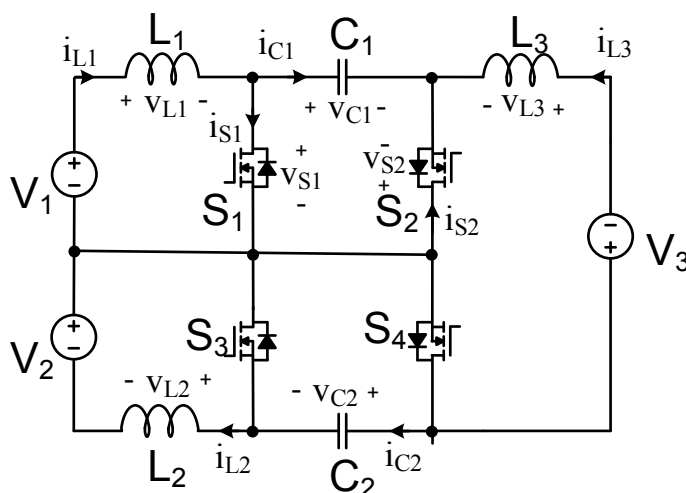
Como desvantagem emprega-se maior número de componentes. Embora, é melhor se utilizar mais componentes com tensões menores, pois, como resultado final se obtém rendimento maior.

Neste capítulo, apresenta-se o princípio de operação do conversor, o qual contém, as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda e todo o equacionamento elaborado para a realização do projeto do conversor nos dois fluxos de potência estudados, o direto e o reverso.

3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO NO SENTIDO DIRETO

Como o conversor estudado opera em modo de condução contínuo, ele apresenta somente duas etapas de operação em um período de comutação. Os quatro interruptores empregados operam de modo complementar, em cada etapa de operação dois deles conduzem. Para as etapas de operação considera-se a polaridade das tensões e os sentidos de corrente estabelecidos na Figura 2.

Figura 2 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional com as convenções de tensão e sentidos de corrente estabelecidos



Fonte: Autoria Própria

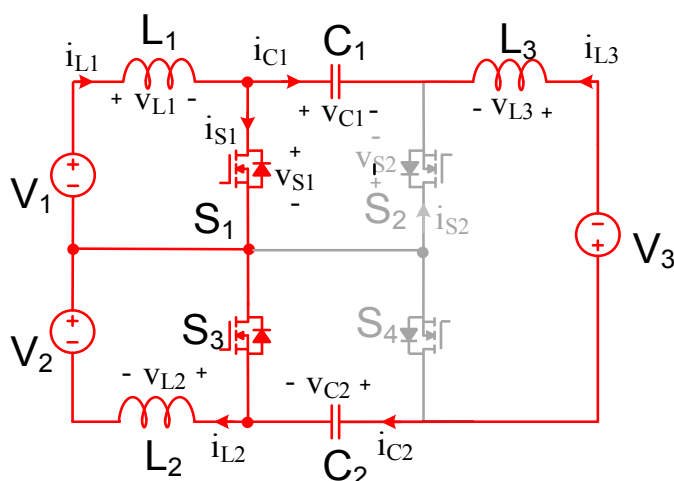
Considera-se que todos os elementos são ideais, ou seja, não apresentam perdas por condução e comutação.

3.1.1 Primeira Etapa de Operação no Sentido Direto

A primeira etapa de operação, inicia-se quando os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir, neste momento, os interruptores S_2 e S_4 permanecem bloqueados. Nesta etapa a fonte V_1 transfere energia ao indutor L_1 através do interruptor S_1 , a fonte V_2 transfere energia para o indutor L_2 , através do interruptor S_3 e o indutor L_3 também é carregado nesta etapa.

Na primeira etapa de operação, os capacitores são descarregados através dos interruptores S_1 e S_3 , o uso dos capacitores C_1 e C_2 são essenciais, para conectar as fontes V_1 e V_2 à fonte V_3 , possibilitando assim, o fluxo de potência entre as fontes de tensão. Esta primeira etapa está ilustrada pela Figura 3.

Figura 3 – Primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto

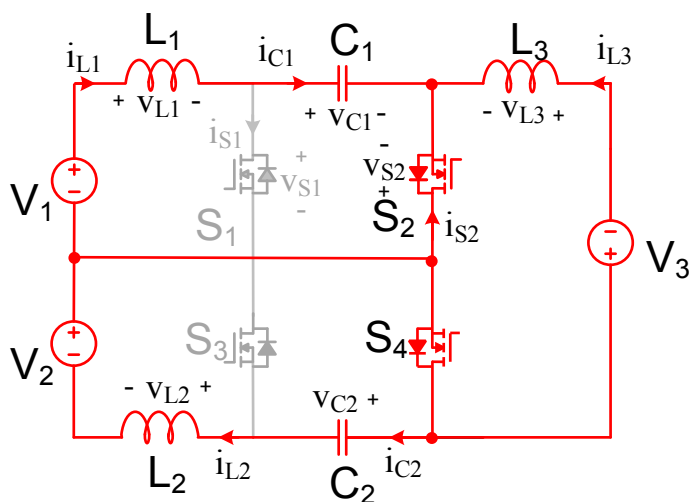


Fonte: Autoria Própria

3.1.2 Segunda Etapa de Operação no Sentido Direto

A segunda etapa de operação, inicia-se quando os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir, neste momento, os interruptores S_1 e S_3 permanecem bloqueados. Nesta etapa, os indutores L_1 , L_2 e L_3 descarregam-se, por sua vez os capacitores C_1 e C_2 são carregados. Esta etapa é ilustrada pela Figura 4.

Figura 4 – Segunda etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto

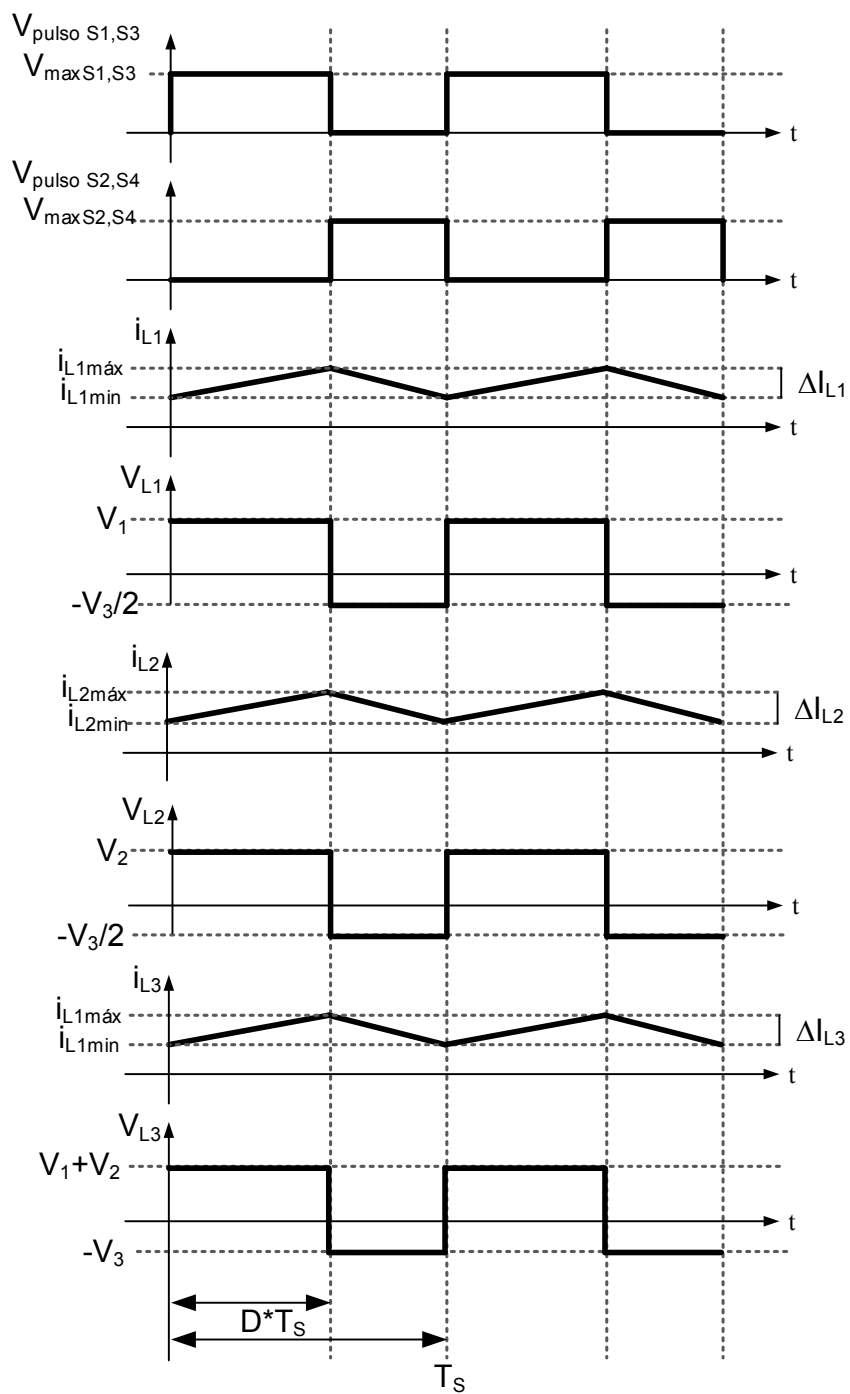


Fonte: Autoria Própria

3.2 FORMAS DE ONDA IDEAIS NO SENTIDO DIRETO

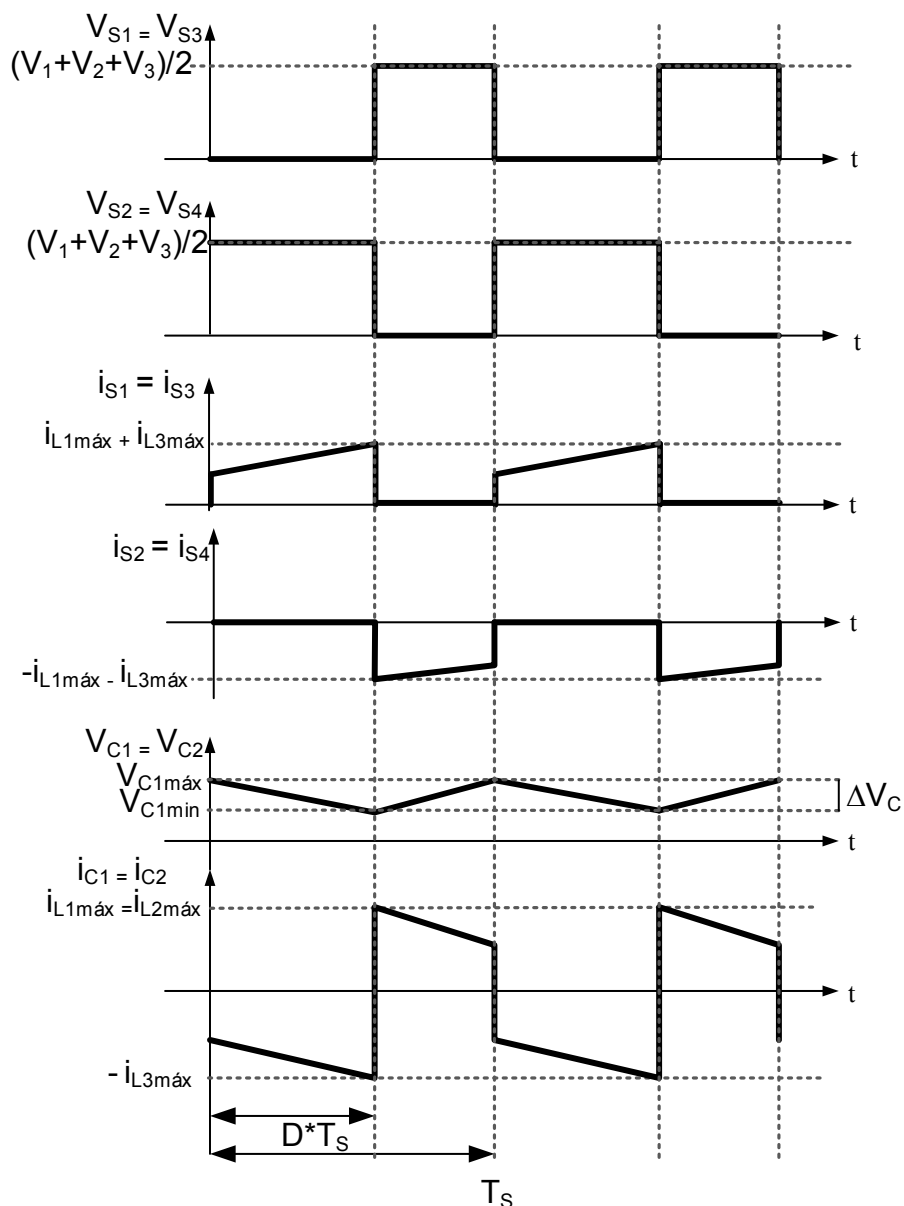
Com a análise das etapas de operação apresentadas na seção 3.1, é possível realizar o equacionamento do conversor no sentido direto de operação, utilizando estas equações, obtém-se as formas de onda ideais dos principais elementos que compõem o conversor proposto, tais formas de onda estão ilustradas nas Figuras 5 e 6.

Figura 5 – Formas de Onda ideias no sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Figura 6 – Formas de Onda ideias no sentido direto



Fonte: Autoria Própria

3.3 ANÁLISE MATEMÁTICA PARA O SENTIDO DIRETO

Nesta seção apresenta-se a análise matemática do conversor CC-CC Cúk bidirecional em modo de condução contínuo para o fluxo de potência direto. Para o equacionamento, utilizam-se as etapas de operação apresentadas na seção 3.1 e as formas de onda ideais apresentadas na seção 3.2.

3.3.1 Ganho Estático e Razão Cíclica

Aplicando o balanço Volt-segundo no indutor L_3 obtém-se

$$\int_0^{T_s} v_{L3}(t)dt = (V_1 + V_2) * D * T_s + (-V_3) * (1 - D) * T_s \quad (3.1)$$

Onde:

- D: razão cíclica;
- T_s : período de comutação.

Como o valor médio de tensão no indutor é nulo em regime permanente, igualando a equação (3.1) a zero e isolando as variáveis de tensão, obtém-se a equação do ganho estático (M) do conversor, apresentada na equação (3.2). Isolando-se a razão cíclica (D), obtém-se a equação (3.3).

$$M = \frac{V_3}{V_1 + V_2} = \frac{D}{1 - D} \quad (3.2)$$

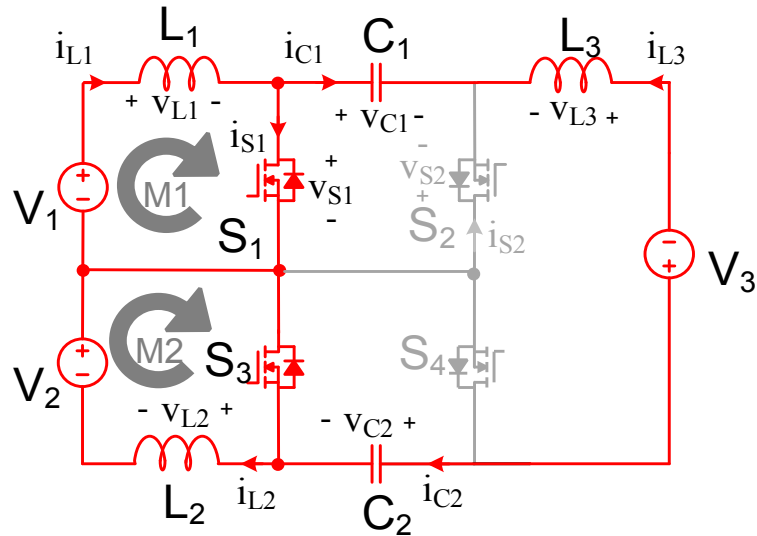
Onde:

$$D = \frac{V_3}{V_1 + V_2 + V_3} \quad (3.3)$$

3.3.2 Indutores L_1 e L_2

Analisando-se o circuito do conversor na primeira etapa de operação, representado pela Figura 7, e aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões nas malhas M_1 e M_2 , obtém-se as equações (3.4) e (3.5).

Figura 7 – Análise de malhas da primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto



Fonte: Autoria Própria

$$v_{L1}(t) = V_1 \quad (3.4)$$

$$v_{L2}(t) = V_2 \quad (3.5)$$

Utilizando as equações (3.4) e (3.5) e analisando o primeiro intervalo de tempo $[0, D \cdot T_s]$, considerando que a derivada da corrente em relação ao tempo é positiva neste intervalo, obtém-se as equações (3.6) e (3.7), as quais representam a ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_1}{L_1} * D * T_s \quad (3.6)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_2}{L_2} * D * T_s \quad (3.7)$$

As equações que determinam o valor dos indutores L_1 e L_2 são obtidas mediante a manipulação algébrica das equações (3.6) e (3.7), respectivamente. A partir disto, apresentam-se nas equações (3.8) e (3.9) as equações que determinam os valores dos indutores.

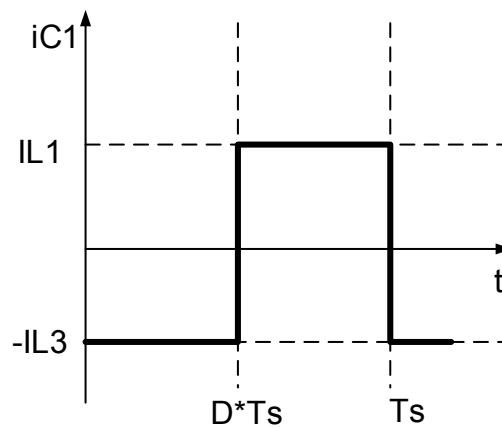
$$L_1 = \frac{V_1 * D}{\Delta i_{L1} * f_s} \quad (3.8)$$

$$L_2 = \frac{V_2 * D}{\Delta i_{L2} * f_s} \quad (3.9)$$

3.3.2.1 Valores médio e máximo de corrente nos indutores L_1 e L_2

Desprezando a ondulação de corrente e considerando o valor médio das correntes nos indutores L_1 e L_3 , pode-se redesenhar a forma de onda da corrente no capacitor C_1 , como ilustrado pela Figura 8.

Figura 8 – Forma de onda da corrente do capacitor C_1 sem ondulação



Fonte: Autoria Própria

Aplicando o balanço Ampere-segundo no capacitor C_1 , obtém-se a equação (3.10).

$$\int_0^{T_s} i_{C1}(t) dt = (-I_{L3}) * D * T_s + (I_{L1}) * (1 - D) * T_s \quad (3.10)$$

Como o valor médio de corrente no capacitor é nulo em regime permanente, igualando-se a equação (3.10) a zero, isolando I_{L1} , obtém-se a equação do valor médio da corrente do indutor L_1 , expressa em (3.11).

$$I_{L1med} = \frac{P_o * D}{V_3 * (1 - D)} \quad (3.11)$$

A equação (3.12) apresenta o valor máximo de corrente do indutor L_1 , a qual é obtida pela soma do valor médio de corrente do indutor L_1 com metade da ondulação de corrente neste indutor.

$$I_{L1max} = \frac{P_o * D}{V_3 * (1 - D)} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad (3.12)$$

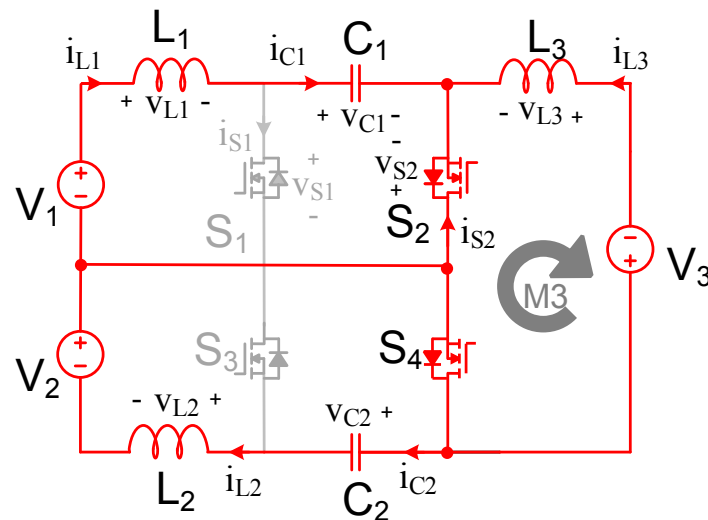
Considerando que as fontes de tensão V_1 e V_2 possuem o mesmo valor de tensão, da análise do circuito, observa-se que a corrente no indutor L_1 , possui o mesmo valor da corrente no indutor L_2 .

Portanto, para se obter o valor médio da corrente do indutor L_2 pode-se utilizar a equação (3.11) e como o valor da amplitude das ondulações de corrente dos indutores L_1 e L_2 são consideradas iguais, pode-se utilizar a equação (3.12) para obter o valor máximo de corrente no indutor L_2 .

3.3.3 Indutor L_3

Analisando-se o circuito do conversor na segunda etapa de operação, representado pela Figura 9, e aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões na malha M_3 , obtém-se a equação (3.13).

Figura 9 – Análise de malha na segunda etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto



Fonte: Autoria Própria

$$v_{L3}(t) = -V_3 \quad (3.13)$$

Utilizando a equação (3.13) e analisando o segundo intervalo de tempo $[D.T_s, T_s]$, considerando que a derivada da corrente em relação ao tempo é negativa neste intervalo, obtém-se a equação (3.14), a qual representa a ondulação de corrente no indutor L_3 .

$$-\Delta i_{L3} = -\frac{V_3}{L_3} * (1 - D) * T_s \quad (3.14)$$

Apresenta-se na equação (3.15) a equação que determina o valor do indutor L_3 , a qual é obtida mediante a manipulação algébrica da equação (3.14).

$$L_3 = \frac{V_3 * (1 - D)}{\Delta i_{L3} * f_s} \quad (3.15)$$

3.3.3.1 Valores médio e máximo de corrente no indutor L_3

O valor médio de corrente que circula pelo indutor L_3 , apresentado na equação (3.16), pode ser obtido pela razão entre a potência processada pelo conversor e a tensão da fonte V_3 .

$$I_{L3_{med}} = \frac{P_o}{V_3} \quad (3.16)$$

A equação (3.17) apresenta o valor da corrente máxima no indutor L_3 , o qual é obtido pela soma do valor médio de corrente do indutor L_3 com metade da ondulação de corrente neste indutor.

$$I_{L3_{max}} = \frac{P_o}{V_3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} \quad (3.17)$$

3.3.4 Capacitores C_1 e C_2

Analisando-se o circuito do conversor na primeira etapa de operação, representado pela Figura 8, pode-se obter a equação (3.18).

$$i_{C1}(t) = -I_{L3} \quad (3.18)$$

Utilizando a equação (3.18), e analisando o primeiro intervalo de tempo $[0, D.T_s]$, considerando que a derivada da tensão em relação ao tempo é negativa neste intervalo, obtém-se a equação (3.19), a qual representa a ondulação de tensão no capacitor C_1 .

$$-\Delta v_{C1} = -\frac{I_{L3}}{C_1} * D * T_s \quad (3.19)$$

Apresenta-se na equação (3.20) a equação que determina o valor do capacitor C_1 , a qual é obtida mediante a manipulação algébrica da equação (3.19).

$$C_1 = \frac{P_o * D}{V_3 * \Delta v_{C1} * f_s} \quad (3.20)$$

Nesta topologia, os valores das capacitâncias e ondulações de tensão dos C_1 e C_2 são considerados iguais, pode-se então manipular a equação (3.20) para obter a equação (3.21) a qual, é utilizada para determinar o valor do capacitor C_2 .

$$C_2 = \frac{P_o * D}{V_3 * \Delta v_{C2} * f_s} \quad (3.21)$$

3.3.4.1 Valores eficaz e máximo de corrente nos capacitores C_1 e C_2

Analisando-se a forma de onda apresentada na Figura 8, pode-se obter as equações dos valores máximo e eficaz de corrente nos capacitores. Observa-se que o valor máximo de corrente no capacitor C_1 é igual ao valor máximo da corrente no indutor L_1 . Sendo assim, obtém-se a equação (3.22), a qual é válida para se obter o valor máximo de corrente em ambos os capacitores.

$$I_{C1max} = I_{C2max} = \frac{P_o * D}{V_3 * (1 - D)} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad (3.22)$$

O valor eficaz de corrente nos capacitores pode ser obtida pela análise das áreas da Figura 7 e a partir da equação (3.23). Na equação (3.24) apresenta-se a expressão que define o valor eficaz da corrente no capacitor C_1 , sendo esta válida para ambos os capacitores.

$$I_{C1ef} = I_{C2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D.T_s} (-I_{L3})^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (I_{L1})^2 dt \right)} \quad (3.23)$$

$$I_{C1ef} = I_{C2ef} = \frac{P_o}{V_3} * \sqrt{\frac{D}{1 - D}} \quad (3.24)$$

3.3.4.2 Valores médio e máximo de tensão nos capacitores C_1 e C_2

Pela análise da malha externa da Figura 2, obtém-se a equação (3.25). Em regime permanente o valor médio das tensões nos indutores é nulo, assim obtém-se a equação (3.26).

$$-V_2 - V_1 + V_{L1} + V_{C1} - V_{L3} - V_3 - V_{C2} + V_{L2} = 0 \quad (3.25)$$

$$V_{C1} + V_{C2} = V_1 + V_2 + V_3 \quad (3.26)$$

O lado esquerdo da equação (3.26) indica que os capacitores C_1 e C_2 estão conectados em série, o que pode ser observado no circuito da Figura 2, independentemente de qual etapa de operação esteja sendo realizada:

A quantidade de carga armazenada em cada capacitor é dada pelas equações (3.27) e (3.28).

$$Q_1 = C_1 \cdot V_{C1} \quad (3.27)$$

$$Q_2 = C_2 \cdot V_{C2} \quad (3.28)$$

A capacitância equivalente da associação série de capacitores é dada pela equação (3.29):

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.29)$$

E a quantidade de carga armazenada no capacitor equivalente sendo representada pela equação (3.30).

$$Q_{eq} = C_{eq} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \quad (3.30)$$

Como a quantidade de carga armazenada no capacitor equivalente e nos capacitores associados em série é a mesma, pode-se escrever a equação (3.31) que, manipulada, leva à equação (3.32).

$$Q_{eq} = Q_1 = C_1 \cdot V_{C1} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \quad (3.31)$$

$$V_{C1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \quad (3.32)$$

Analogamente, para o capacitor C_2 , chega-se à equação (3.33).

$$V_{C2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \quad (3.33)$$

Ao se considerar que $C_1 = C_2$, chega-se a:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{2} \quad (3.34)$$

Na prática, as variações paramétricas nos valores das capacitâncias irão provocar diferenças nos valores médios das tensões nos capacitores C_1 e C_2 . Para efeito de análise, irá considerar-se a equação (3.34) para o desenvolvimento dos demais equacionamentos.

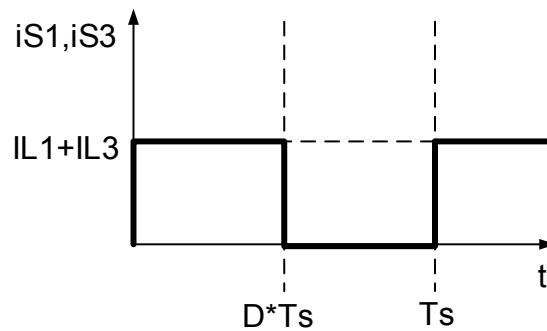
A equação (3.35) apresenta o valor da máxima tensão em ambos os capacitores, a qual é obtida pela soma do valor médio de tensão no capacitor C_1 com metade da ondulação de tensão deste capacitor.

$$V_{C1_{max}} = V_{C2_{max}} = \frac{V_1 + V_2 + V_3 + \Delta v_{C1}}{2} \quad (3.35)$$

3.3.5 Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4

Analisando a forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_3 sem ondulação, apresentada na Figura 10, pode-se obter as equações para os valores máximo, médio e eficaz de corrente nos interruptores S_1 e S_3 . Observa-se que o valor máximo de corrente nos interruptores S_1 e S_3 é igual à soma dos valores máximos de corrente nos indutores L_1 e L_3 . Sendo assim, obtém-se a equação (3.36), a qual é válida para se obter o valor máximo de corrente nos interruptores S_1 e S_3 .

Figura 10 – Forma de onda da corrente dos interruptores S₁ e S₃ sem ondulação



Fonte: Autoria Própria

$$I_{S1_{max}} = I_{S3_{max}} = \frac{P_o}{V_3 * (1 - D)} + \frac{(\Delta i_{L1} + \Delta i_{L3})}{2} \quad (3.36)$$

Os valores médios das correntes nos interruptores S₁ e S₃ podem ser obtidos pela área da Figura 10, em um período de comutação. A partir da equação (3.37), obtém-se a equação (3.38), expressão do valor médio de corrente nos interruptores S₁ e S₃.

$$I_{S1_{med}} = I_{S3_{med}} = \frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D.T_s} (I_{L1} + I_{L3}) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} 0 dt \right) \quad (3.37)$$

$$I_{S1_{med}} = I_{S3_{med}} = \frac{P_o * D}{V_3 * (1 - D)} \quad (3.38)$$

Os valores eficazes das correntes nos interruptores S₁ e S₃ podem ser obtidos a partir da equação (3.39). Na equação (3.40) apresenta-se a expressão que define o valor eficaz da corrente nos interruptores S₁ e S₃.

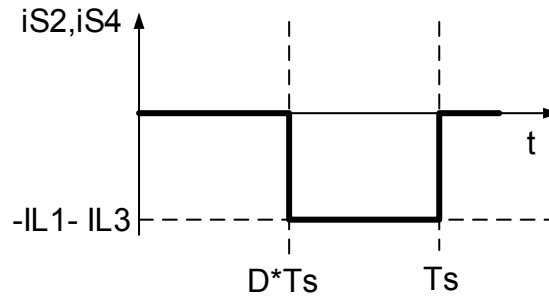
$$I_{S1_{ef}} = I_{S3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D.T_s} (I_{L1} + I_{L3})^2 dt \right)} \quad (3.39)$$

$$I_{S1_{ef}} = I_{S3_{ef}} = \frac{P_o * \sqrt{D}}{V_3 * (1 - D)} \quad (3.40)$$

Analisando-se a forma de onda da corrente nos interruptores S₂ e S₄ sem ondulação, apresentada na Figura 11, pode-se obter as equações para os valores

máximo, médio e eficaz de corrente nos interruptores S₂ e S₄. Observa-se que o valor máximo de corrente nos interruptores S₂ e S₄ é igual ao negativo da soma dos valores máximos de corrente nos indutores L₁ e L₃, sendo assim, obtém-se a equação (3.41).

Figura 11 – Forma de onda da corrente dos interruptores S₂ e S₄ sem ondulação



Fonte: Autoria Própria

$$I_{S2_{max}} = I_{S4_{max}} = - \left(\frac{P_o}{V_3 * (1 - D)} + \frac{(\Delta i_{L1} + \Delta i_{L3})}{2} \right) \quad (3.41)$$

Os valores médios das correntes nos interruptores S₂ e S₄ podem ser obtidos pela área da Figura 11, em um período de comutação. A partir da equação (3.42), obtém-se a equação (3.43), expressão do valor médio de corrente nos interruptores S₂ e S₄.

$$I_{S2_{med}} = I_{S4_{med}} = \frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D.T_s} (0) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} -(I_{L1} + I_{L3}) dt \right) \quad (3.42)$$

$$I_{S2_{med}} = I_{S4_{med}} = - \frac{P_o}{V_3} \quad (3.43)$$

Os valores eficazes das correntes nos interruptores S₂ e S₄ podem ser obtidos a partir da equação (3.44). Na equação (3.45) apresenta-se a expressão que define o valor da corrente eficaz nos interruptores S₂ e S₄.

$$I_{S2_{ef}} = I_{S4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\int_{D.T_s}^{T_s} (-I_{L1} - I_{L3})^2 dt \right)} \quad (3.44)$$

$$I_{S2_{ef}} = I_{S4_{ef}} = \frac{P_o}{V_3} * \sqrt{\frac{1}{1-D}} \quad (3.45)$$

3.3.5.1 Máxima tensão nos interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄

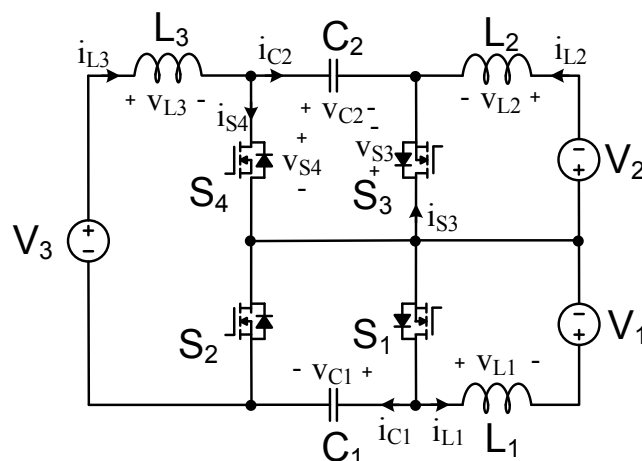
Devido ao conceito de dobrador de tensão aplicado ao conversor, o valor da tensão máxima em cada um dos interruptores, pode ser obtido pela equação (3.46).

$$VS_{max} = \frac{V_1 + V_2 + V_3 + \Delta v C_1}{2} \quad (3.46)$$

3.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO NO SENTIDO REVERSO

Para o sentido de operação reverso, ou seja, transferência de potência da fonte V₃ para as fontes V₁ e V₂, o conversor mantém as características de duas etapas de operação em um sentido de comutação e dois interruptores operando por etapa. Para este sentido considera-se a polaridade das tensões e os sentidos de corrente estabelecidos na Figura 12.

Figura 12 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional com as convenções de tensão e sentidos de corrente no modo reverso



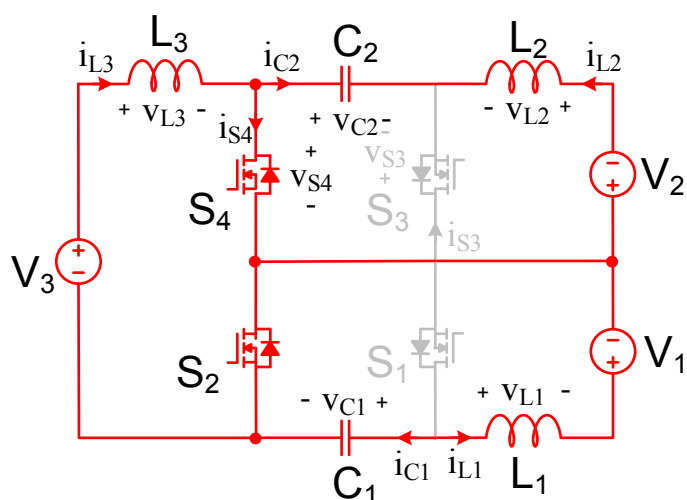
Fonte: Autoria Própria

Considera-se que todos os elementos são ideais para a análise matemática. Portanto, não apresentam perdas por condução e comutação.

3.4.1 Primeira Etapa de Operação no Sentido Reverso

A primeira etapa se inicia quando os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir e os interruptores S_1 e S_3 permanecem bloqueados. Nesta etapa a fonte V_3 transfere energia ao indutor L_3 , através dos interruptores S_2 e S_4 , os capacitores se descarregam através dos interruptores S_2 e S_4 , transferindo energia para os indutores L_1 e L_2 , completando assim o ciclo de carregamento dos indutores. Como mencionado no sentido direto, é imprescindível o uso dos capacitores C_1 e C_2 para conectar a fonte V_3 às fontes V_1 e V_2 . Esta primeira etapa está ilustrado na Figura 13.

Figura 13 – Primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso

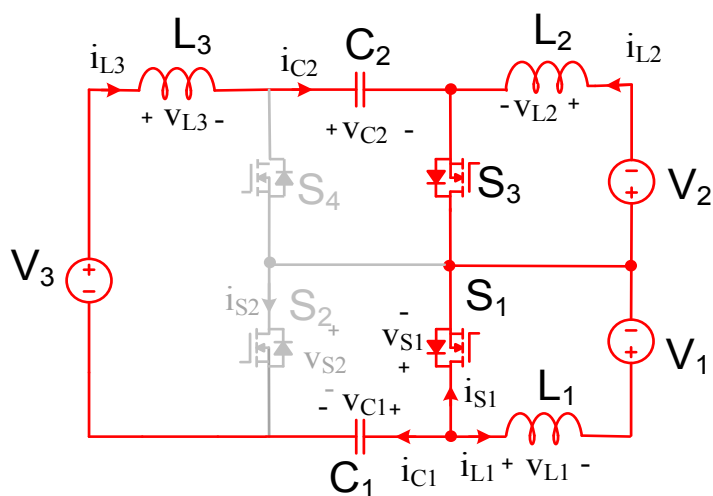


Fonte: Autoria Própria

3.4.2 Segunda Etapa de Operação no Sentido Reverso

A segunda etapa se inicia quando os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir e os interruptores S_2 e S_4 permanecem bloqueados. Nesta etapa o indutor L_3 se descarrega, carregando assim os capacitores C_1 e C_2 , os indutores L_1 e L_2 também se descarregam, transferindo energia para as fontes V_1 e V_2 , respectivamente. Esta etapa é ilustrada pela Figura 14.

Figura 14 – Segunda etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso

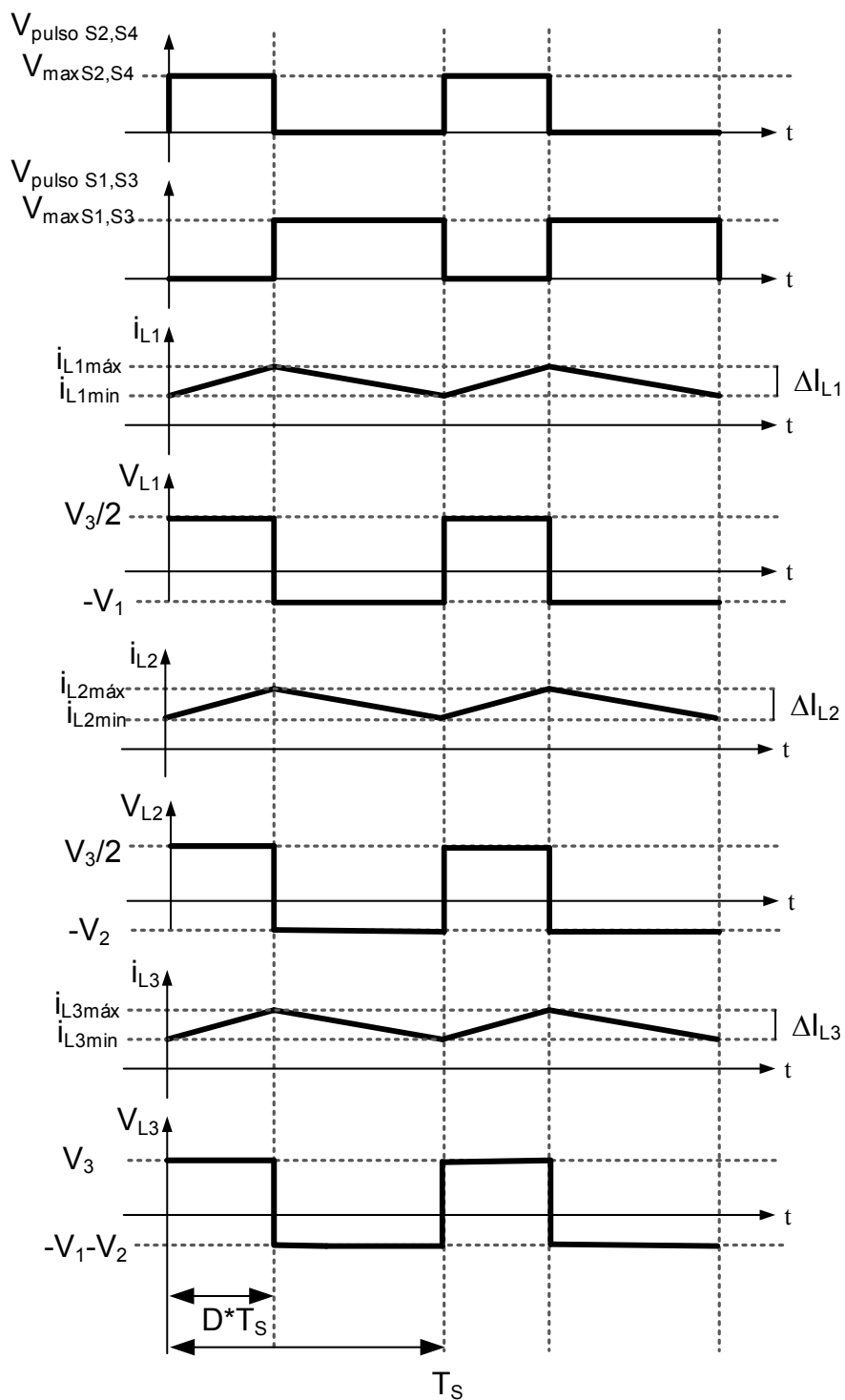


Fonte: Autoria Própria

3.5 FORMAS DE ONDA IDEAIS NO SENTIDO REVERSO

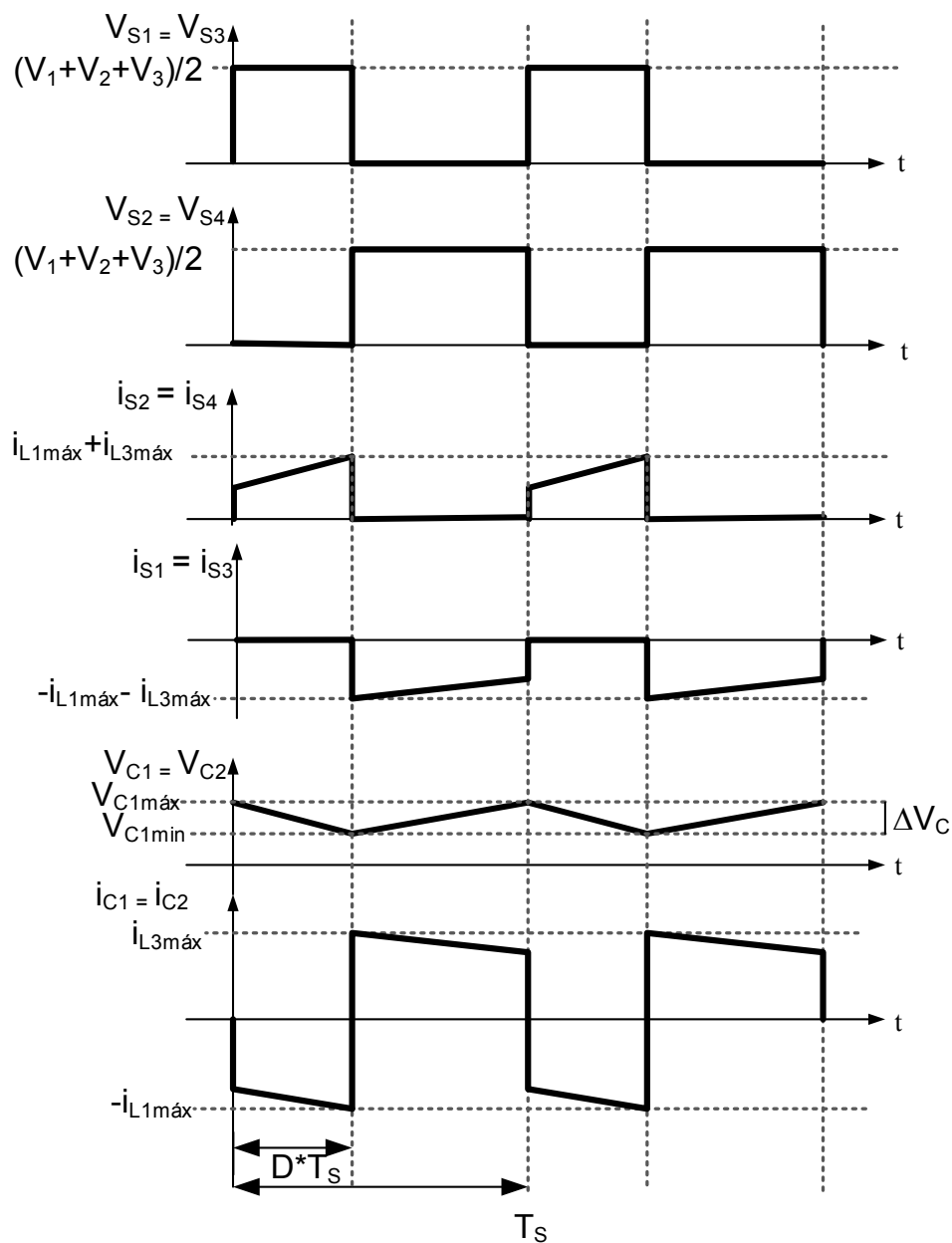
Com a análise das etapas de operação apresentadas na seção 3.4, é possível realizar o equacionamento do conversor no sentido reverso de operação, utilizando estas equações, obtém-se as formas de onda ideais dos principais elementos que compõem o conversor proposto, tais formas de onda estão ilustradas nas Figuras 15 e 16.

Figura 15 – Formas de Onda ideias no sentido reverso



Fonte: Autoria Própria

Figura 16 – Formas de Onda ideias no sentido reverso



Fonte: Autoria Própria

3.6 ANÁLISE MATEMÁTICA SENTIDO REVERSO

Nesta seção apresenta-se a análise matemática do conversor CC-CC Cúk bidirecional em modo de condução contínuo para o fluxo de potência reverso. Para o equacionamento, utilizam-se as etapas de operação apresentadas na seção 3.4 e as formas de onda ideias apresentadas na seção 3.5.

3.6.1 Ganho Estático e Razão Cíclica

Aplicando o balanço Volt-segundo no indutor L_3 obtém-se

$$\int_0^{T_s} v_{L3}(t) dt = (V_3) * D * T_s + (-V_1 - V_2) * (1 - D) * T_s \quad (3.47)$$

Como o valor médio de tensão no indutor é nulo, igualando a equação (3.47) a zero e isolando as variáveis de tensão, obtém-se a equação do ganho estático (M) do conversor para o sentido reverso, apresentada na equação (3.48). Isolando-se a razão cíclica (D), obtém-se a equação (3.49).

$$M = \frac{V_1 + V_2}{V_3} = \frac{D}{1 - D} \quad (3.48)$$

Onde:

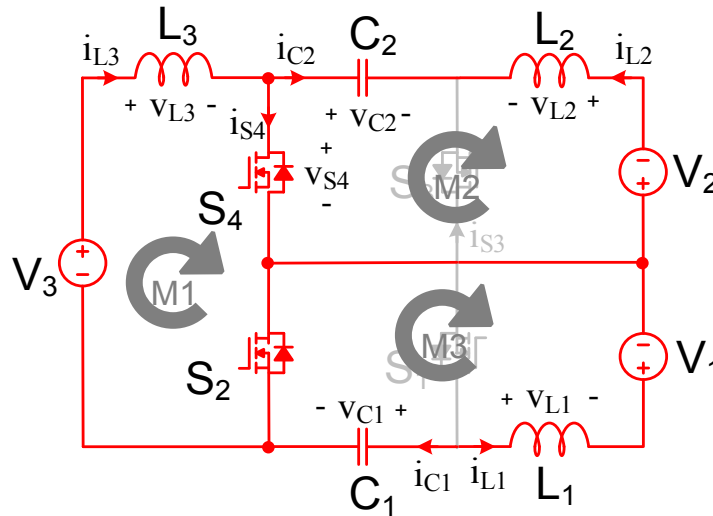
$$D = \frac{V_1 + V_2}{V_1 + V_2 + V_3} \quad (3.49)$$

Neste sentido de operação a fonte V_3 representa a entrada do circuito, o que justifica a equação (3.48) ser idêntica a equação do ganho estático para o sentido direto.

3.6.2 Indutores L_1 , L_2 e L_3

Analisando-se o circuito do conversor na primeira etapa de operação, representado pela Figura 17 e aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões, nas malhas M_1 , M_2 e M_3 , obtém-se as equações (3.50), (3.51) e (3.52).

Figura 17 – Análise de malhas da primeira etapa do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso



Fonte: Autoria Própria

$$v_{L1}(t) = \frac{V_3}{2} \quad (3.50)$$

$$v_{L2}(t) = \frac{V_3}{2} \quad (3.51)$$

$$v_{L3}(t) = V_3 \quad (3.52)$$

Utilizando-se as equações (3.50), (3.51) e (3.52) e analisando-se o primeiro intervalo de tempo $[0, D \cdot T_s]$, considerando a inclinação da reta neste intervalo, obtém-se as equações (3.53), (3.54) e (3.55) as quais representam respectivamente, a ondulação de corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 .

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_3}{2 * L_1} * D * T_s \quad (3.53)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_3}{2 * L_2} * D * T_s \quad (3.54)$$

$$\Delta i_{L3} = \frac{V_3}{L_3} * D * T_s \quad (3.55)$$

As equações que determinam o valor dos indutores L_1 , L_2 e L_3 são obtidas mediante a manipulação algébrica das equações (3.53), (3.54) e (3.55), respectivamente. A partir disto, apresentam-se nas equações (3.56), (3.57) e (3.58), as equações que determinam os valores dos indutores.

$$L_1 = \frac{V_3 * D}{2 * \Delta i_{L1} * f_s} \quad (3.56)$$

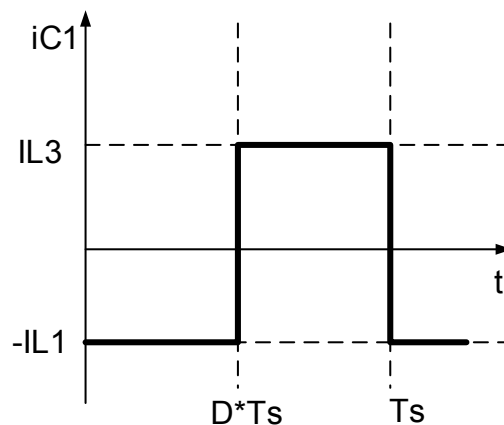
$$L_2 = \frac{V_3 * D}{2 * \Delta i_{L2} * f_s} \quad (3.57)$$

$$L_3 = \frac{V_3 * D}{\Delta i_{L3} * f_s} \quad (3.58)$$

3.6.2.1 Valores médio e máximo de corrente nos indutores L₁ e L₂

Desprezando a ondulação de corrente e considerando o valor médio das correntes nos indutores L₁ e L₃, pode-se redesenhar a forma de onda da corrente no capacitor C₁, como ilustrado pela Figura 18.

Figura 18 – Forma de onda da corrente do capacitor C₁ sem ondulação



Fonte: Autoria Própria

Aplicando o balanço Ampere-segundo no capacitor C₁, obtém-se a equação (3.59).

$$\int_0^{T_s} i_{C1}(t) dt = (-I_{L1}) * D * T_s + (I_{L3}) * (1 - D) * T_s \quad (3.59)$$

Como o valor médio de corrente no capacitor é nulo em regime permanente, igualando-se a equação (3.59) a zero, isolando I_{L1} , obtém-se a equação do valor médio da corrente do indutor L₁, expressa em (3.60).

$$I_{L1med} = \frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * D} \quad (3.60)$$

A equação (3.61) apresenta o valor máximo de corrente do indutor L_1 , a qual é obtida pela soma do valor médio de corrente do indutor L_1 com metade da ondulação de corrente neste indutor.

$$I_{L1max} = \frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * D} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad (3.61)$$

Considerando que as fontes de tensão V_1 e V_2 são iguais, da análise do circuito observa-se que a corrente do indutor L_1 é igual à corrente do indutor L_2 . Portanto, para se obter o valor médio da corrente do indutor L_2 pode-se utilizar a equação (3.60) e como as ondulações de corrente dos indutores L_1 e L_2 são consideradas iguais, pode-se utilizar a equação (3.61) para obter o valor máximo de corrente no indutor L_2 .

3.6.2.2 Valores médio e máximo de corrente no indutor L_3

O valor médio de corrente que circula pelo indutor L_3 , apresentada na equação (3.62), é obtida pela razão entre a potência processada pelo conversor e a tensão da fonte V_3 .

$$I_{L3med} = \frac{P_o}{V_3} \quad (3.62)$$

A equação (3.63) apresenta o valor da corrente máxima no indutor L_3 , a qual é obtida pela soma do valor médio de corrente do indutor L_3 com metade da ondulação de corrente neste indutor.

$$I_{L3max} = \frac{P_o}{V_3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} \quad (3.63)$$

3.6.3 Capacitores C_1 e C_2

Analisando-se o circuito do conversor na primeira etapa de operação, representado pela Figura 17, pode-se obter a equação (3.64).

$$i_{C1}(t) = -I_{L1} \quad (3.64)$$

Utilizando a equação (3.64), e analisando o primeiro intervalo de tempo $[0, D.T_s]$, considerando que a derivada da tensão em relação ao tempo é negativa neste intervalo, obtém-se a equação (3.65), a qual representa a ondulação de tensão no capacitor C_1 .

$$-\Delta v_{C1} = -\frac{I_{L1}}{C_1} * D * T_s \quad (3.65)$$

Apresenta-se na equação (3.66) a equação que determina o valor do capacitor C_1 , a qual é obtida mediante a manipulação algébrica da equação (3.58).

$$C_1 = \frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * \Delta v_{C1} * f_s} \quad (3.66)$$

Como nesta topologia as tensões nos capacitores C_1 e C_2 são consideradas iguais e com a mesma ondulação de tensão, pode-se utilizar a equação (3.66) para determinar o valor do capacitor C_2 , como expresso pela equação (3.67).

$$C_2 = \frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * \Delta v_{C2} * f_s} \quad (3.67)$$

3.6.3.1 Valores eficaz e máximo de corrente nos capacitores C_1 e C_2

Analisando-se a forma de onda apresentada na Figura 18, pode-se obter as equações dos valores máximo e eficaz de corrente nos capacitores. Observa-se que o valor máximo de corrente no capacitor C_1 é igual ao negativo do valor máximo da corrente no indutor L_1 . Sendo assim, obtém-se a equação (3.68) a qual é válida para se obter o valor máximo de corrente em ambos os capacitores.

$$I_{C1max} = I_{C2max} = -\frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * D} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad (3.68)$$

O valor eficaz de corrente nos capacitores pode ser obtida pela análise da Figura 18 e a partir da equação (3.69). Na equação (3.70) apresenta-se a expressão que define o valor eficaz da corrente no capacitor C_1 , sendo esta válida para ambos os capacitores.

$$I_{C1_{ef}} = I_{C2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D*T_s} (-I_{L1})^2 dt + \int_{D*T_s}^{T_s} (I_{L3})^2 dt \right)} \quad (3.69)$$

$$I_{C1_{ef}} = I_{C2_{ef}} = \frac{P_o}{V_3} * \sqrt{\frac{1-D}{D}} \quad (3.70)$$

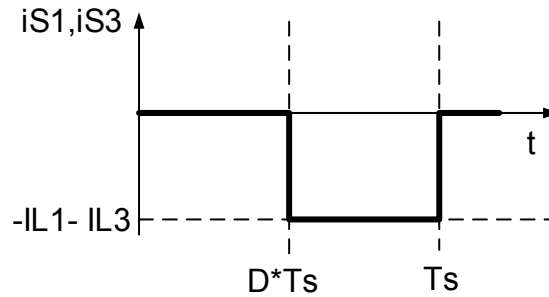
3.6.3.2 Valores médio e máximo de tensão nos capacitores C_1 e C_2

Considerando que a malha externa neste sentido é igual ao sentido direto, a equação (3.34), se mantém válida para se obter o valor médio de tensão nos capacitores C_1 e C_2 . Da mesma maneira a equação (3.35) é utilizada para se obter o valor da máxima tensão de ambos os capacitores.

3.6.4 Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4

Analisando a forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_3 sem ondulação, apresentado na Figura 19, pode-se obter as equações para os valores máximo, médio e eficaz de corrente. Observa-se que o valor máximo de corrente nos interruptores S_1 e S_3 é igual ao negativo da soma dos valores máximos de corrente nos indutores L_1 e L_3 . Sendo assim, obtém-se a equação (3.71), a qual é válida para se obter o valor máximo de corrente nos interruptores S_1 e S_3 .

Figura 19 – Forma de onda da corrente dos interruptores S₁ e S₃ sem ondulação



Fonte: Autoria Própria

$$I_{S1_{max}} = I_{S3_{max}} = -\frac{P_o}{V_3 * D} - \frac{(\Delta i_{L1} + \Delta i_{L3})}{2} \quad (3.71)$$

Os valores médios das correntes nos interruptores S₁ e S₃ podem ser obtidos pela área da Figura 19, em um período de comutação. A partir da equação (3.72), obtém-se a equação (3.73), expressão do valor médio de corrente nos interruptores S₁ e S₃.

$$I_{S1_{med}} = I_{S3_{med}} = \frac{1}{T_s} * \left(\int_{D*Ts}^{T_s} (-I_{L1} - I_{L3}) dt \right) \quad (3.72)$$

$$I_{S1_{med}} = I_{S3_{med}} = -\frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * D} \quad (3.73)$$

Os valores eficazes das correntes nos interruptores S₁ e S₃ podem ser obtidos a partir da equação (3.74). Na equação (3.75) apresenta-se a expressão que define o valor da corrente eficaz nos interruptores S₁ e S₃.

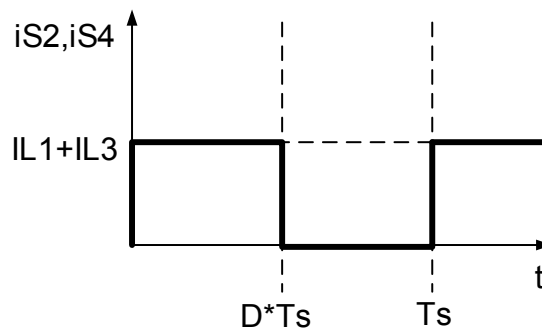
$$I_{S1_{ef}} = I_{S3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\int_{D*Ts}^{T_s} (-I_{L1} - I_{L3})^2 dt \right)} \quad (3.74)$$

$$I_{S1_{ef}} = I_{S3_{ef}} = \frac{P_o * \sqrt{1 - D}}{V_3 * D} \quad (3.75)$$

Analisando-se a forma de onda da corrente nos interruptores S₂ e S₄ sem ondulação, apresentada na Figura 20, pode-se obter as equações para os valores

máximo, médio e eficaz de corrente nos interruptores S₂ e S₄. Observa-se que o valor máximo de corrente nos interruptores S₂ e S₄ é igual à soma dos valores máximos de corrente nos indutores L₁ e L₃, sendo assim, obtém-se a equação (3.76).

Figura 20 – Forma de onda da corrente dos interruptores S₂ e S₄ sem ondulação



Fonte: Autoria Própria

$$I_{S2_{max}} = I_{S4_{max}} = \frac{P_o}{V_3 * D} + \frac{(\Delta i_{L1} + \Delta i_{L3})}{2} \quad (3.76)$$

Os valores médios das correntes nos interruptores S₂ e S₄ podem ser obtidos pela área da Figura 20, em um período de comutação. A partir da equação (3.77), obtém-se a equação (3.78), expressão do valor médio de corrente nos interruptores S₂ e S₄.

$$I_{S2_{med}} = I_{S4_{med}} = \frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D*T_s} (I_{L1} + I_{L3}) dt \right) \quad (3.77)$$

$$I_{S2_{med}} = I_{S4_{med}} = \frac{P_o}{V_3} \quad (3.78)$$

Os valores eficazes das correntes nos interruptores S₂ e S₄ podem ser obtidos a partir da equação (3.79). Na equação (3.80) apresenta-se a expressão que define o valor da corrente eficaz nos interruptores S₂ e S₄.

$$I_{S2_{ef}} = I_{S4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D*T_s} (I_{L1} + I_{L3})^2 dt \right)} \quad (3.79)$$

$$I_{S2_{ef}} = I_{S4_{ef}} = \frac{P_o}{V_3 * \sqrt{D}} \quad (3.80)$$

3.6.4.1 Máxima tensão nos interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄

Para o sentido reverso, a equação (3.46) do sentido direto se mantém válida para se obter o valor da máxima tensão em cada um dos interruptores.

3.7 VALIDAÇÃO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO NO SENTIDO DIRETO

Esta seção tem o intuito de validar as equações de projeto obtidas na seção (3.3). Para tal, é especificado um projeto, seguindo as especificações apresentadas na Tabela 1. Com as especificações de projeto, são obtidos os valores das grandezas apresentadas na Tabela 2, as quais foram obtidas seguindo o equacionamento apresentado na seção (3.3).

Com os dados obtidos, é realizado a simulação numérica do conversor utilizando o *software* PSIM, a fim de validar as equações obtidas, com o circuito simulado. A Tabela 3, apresenta os dados obtidos de forma teórica, e os dados obtidos por simulação, e uma coluna constando o erro percentual entre estes dados. Como pode-se observar, os erros percentuais de cada grandeza foram pequenos, o que valida o equacionamento e o dimensionamento dos componentes. A simulação numérica é realizada considerando todos os componentes ideais.

Tabela 1 – Especificações de projeto

Especificações	Valor
Tensão fontes V_1 e V_2	100V
Tensão fonte V_3	360V
Potência de saída (P_o)	1000W
Frequência (F_s)	20kHz
Ondulação de tensão (ΔV_{C1})	10% de V_{C1}
Ondulação de tensão (ΔV_{C2})	10% de V_{C2}
Ondulação de tensão (ΔV_{C_o})	1% de V_3
Ondulação de tensão ($\Delta V_{C_{o1}}$)	1% de V_1
Ondulação de tensão ($\Delta V_{C_{o2}}$)	1% de V_2
Ondulação de corrente (Δi_{L1})	20% de I_{L1}
Ondulação de corrente (Δi_{L2})	20% de I_{L2}
Ondulação de corrente (Δi_{L3})	20% de I_{L3}

Fonte: Aatoria Própria

Tabela 2 – Componentes do Projeto

Grandeza	Valor
Carga (R)	129,6 Ω
Banco Capacitivo (C_o)	964,506nF
Indutor L_1	3,214mH
Indutor L_2	3,214mH
Indutor L_3	11,571mH
Capacitor C_1	3,189 μ F
Capacitor C_2	3,189 μ F
Razão cíclica (D)	0,64286

Fonte: Aatoria Própria

Tabela 3 – Valores de Projeto Simulados x Calculados

Especificações	Simulado	Calculado	Erro (%)
I_{L1med} e I_{L2med}	5,000629A	5A	0,01258
Δi_{L1} e Δi_{L2}	0,99565A	1A	0,4369
I_{L1max} e I_{L2max}	5,49164A	5,5A	0,15223
I_{L3med}	2,7777773A	2,7777778A	0,0000172
Δi_{L3}	0,555834A	0,5555556A	0,05012
I_{L3max}	3,04625A	3,0555556A	0,30547
V_{C1max} e V_{C2max}	293,5488V	294V	0,1537
V_{C1med} e V_{C2med}	279,995V	280V	0,002678
ΔV_{C1} e ΔV_{C2}	27,9098V	28V	0,32318
I_{C1max} e I_{C2max}	5,4776A	5,5A	0,40894
I_{C1ef} e I_{C2ef}	3,7242A	3,7269A	0,0725
$V_{S1234max}$	293,5487V	294V	0,15374
V_{3med}	359,9934V	360V	0,00183
ΔV_3	3,6208V	3,6V	0,5778
I_{S1max} e I_{S3max}	8,538A	8,555556A	0,20562
I_{S1med} e I_{S3med}	5,0537A	5A	1,074
I_{S1ef} e I_{S3ef}	6,2791A	6,2363A	0,6863
I_{S2max} e I_{S4max}	-8,5148A	-8,555556A	0,47865
I_{S2med} e I_{S4med}	-2,72468A	-2,7778A	1,9496
I_{S2ef} e I_{S4ef}	4,61292A	4,6481A	0,76264

Fonte: Autoria Própria

3.8 VALIDAÇÃO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO NO SENTIDO REVERSO

Esta seção tem o intuito de validar as equações de projeto obtidas na seção (3.6). Para tal é utilizado as mesmas especificações de projeto apresentadas na Tabela 1. Com estas especificações de projeto, são obtidos os valores das grandezas apresentadas na Tabela 4, as quais foram obtidas seguindo o equacionamento apresentado na seção (3.6).

Com os dados obtidos, é realizado a simulação numérica do conversor utilizando o *software* PSIM, a fim de validar as equações obtidas, com o circuito simulado. A Tabela 5, apresenta os dados obtidos de forma teórica, os dados obtidos por simulação, e a coluna constando o erro percentual entre estes dados. Como pode-se observar, os erros percentuais de cada grandeza foram pequenos, o que valida o

equacionamento e o dimensionamento dos componentes. A simulação numérica é realizada considerando todos os componentes ideais.

Tabela 4 – Componentes do Projeto

Grandeza	Valor
Carga (R)	40Ω
Banco Capacitivo 1 (C ₀₁)	6,250μF
Banco Capacitivo 2 (C ₀₂)	6,250μF
Indutor L ₁	3,214mH
Indutor L ₂	3,214mH
Indutor L ₃	11,571mH
Capacitor C ₁	3,189μF
Capacitor C ₂	3,189μF
Razão cíclica (D)	0,35714

Fonte: Autoria Própria

Tabela 5 – Valores de Projeto Simulados x Calculados

Especificações	Simulado	Calculado	Erro (%)
I _{L1med} e I _{L2med}	4,999846A	5A	0,003080
Δi _{L1} e Δi _{L2}	0,99797A	1A	0,203413
I _{L1max} e I _{L2max}	5,49207A	5,5A	0,14439
I _{L3med}	2,77782A	2,77777778A	0,00152
Δi _{L3}	0,553464A	0,55555556A	0,377903
I _{L3max}	3,045164A	3,05555556A	0,341248
V _{C1max} e V _{C2max}	293,5533V	294V	0,15217
V _{C1med} e V _{C2med}	279,9983V	280V	0,000607
ΔV _{C1} e ΔV _{C2}	27,909V	28V	0,32606
I _{C1max} e I _{C2max}	-5,478117A	-5,5A	0,399946
I _{C1ef} e I _{C2ef}	3,74257A	3,7269A	0,420457
V _{S1234max}	293,553V	294V	0,15227
V _{omed}	199,995V	200V	0,002250
ΔV _o	2,00442V	2V	0,2210
I _{S1max} e I _{S3max}	-8,537206A	-8,555555A	0,21493
I _{S1med} e I _{S3med}	-4,98327A	-5A	0,335723
I _{S1ef} e I _{S3ef}	6,23939A	6,2363A	0,04955
I _{S2max} e I _{S4max}	8,51429A	8,555555A	0,48466
I _{S2med} e I _{S4med}	2,79438A	2,7778A	0,596875
I _{S2ef} e I _{S4ef}	4,665262A	4,6481A	0,36226

Fonte: Autoria Própria

3.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se o princípio de operação do conversor CC-CC Cúk bidirecional com dobrador de tensão operando no modo de condução contínuo.

Apresentaram-se as etapas de operação e suas respectivas formas de onda. Apresentou-se o equacionamento elaborado para a realização do projeto do conversor nos dois fluxos de potência estudado, o direto e o reverso, no qual constou todas as equações que foram utilizadas para a realização do projeto.

Além disto, apresentou-se a validação das equações de projeto, por meio de um projeto proposto para cada um dos sentidos de operação.

4 MODELAGEM E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC CÚK BIDIRECIONAL COM DOBRADOR DE TENSÃO

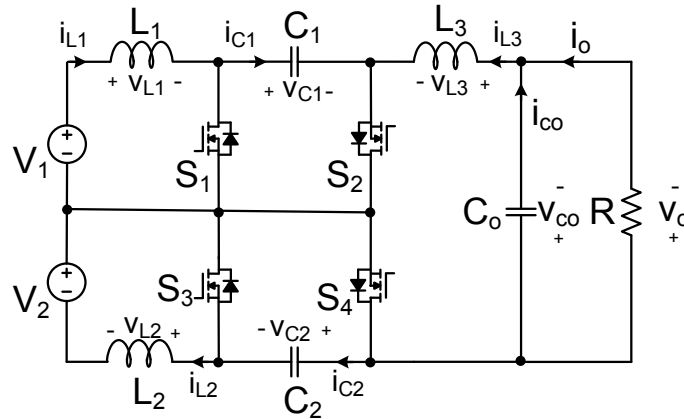
Neste capítulo apresenta-se a modelagem do conversor CC-CC Cúk bidirecional e o projeto do sistema de controle para ambos os sentidos de operação, direto e reverso. O intuito da modelagem é obter funções de transferência algébricas que descrevam a dinâmica do circuito do conversor, para assim realizar o projeto do sistema de controle.

Inicialmente o conversor é modelado considerando todos os seis elementos armazenados de energia: três indutores, dois capacitores e o banco capacitivo da saída, o que resulta em funções de transferência de sexta ordem. Dois modelos simplificados de quarta ordem também são apresentados, um considerando que todos os elementos do circuito são ideais e outro considerando a presença de não idealidades no circuito.

4.1 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA OBTIDAS NO SENTIDO DIRETO DE OPERAÇÃO

Tomando como base a Figura 2, neste momento a fonte de tensão da saída (V_3) foi substituída por um circuito RC, resistor e capacitor, em paralelo. Redesenhando o circuito, considerando a carga RC, obtém-se a Figura 21, realizando a análise das duas etapas de operação, obtém-se as equações (4.1) a (4.6), referentes ao valor médio da tensão nos indutores e ao valor médio da corrente nos capacitores.

Figura 21 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto de operação, considerando a carga RC



Fonte: Autoria Própria

A equação do valor médio da tensão no indutor L_1 é definida pela equação

(4.1).

$$L_1 \frac{d\langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_1(t) \rangle_{T_s} * d(t) + (\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.1)$$

A equação do valor médio da tensão no indutor L_2 é definida pela equação

(4.2).

$$L_2 \frac{d\langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_2(t) \rangle_{T_s} * d(t) + (\langle v_2(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.2)$$

A equação do valor médio da tensão no indutor L_3 é definida pela equação

(4.3).

$$L_3 \frac{d\langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_3(t) \rangle_{T_s}) * d(t) - \langle v_3(t) \rangle_{T_s} * d'(t) \quad (4.3)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_1 é definida pela equação

(4.4).

$$C_1 \frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s} * d(t) + \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s} * d'(t) \quad (4.4)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_2 é definida pela equação

(4.5).

$$C_2 \frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s} * d(t) + \langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s} * d'(t) \quad (4.5)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_o é definida pela equação

(4.6).

$$C_o \frac{d\langle v_3(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_3(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (4.6)$$

Aplicando as perturbações nas equações (4.1) a (4.6) e, após simplificar as equações resultantes e desprezando as componentes não lineares, obtém-se as equações (4.7) a (4.12). Considera-se que nas fontes V_1 e V_2 são isentas de perturbação.

A equação dinâmica da tensão no indutor L_1 é definida em (4.7).

$$L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}}{dt} = (D - 1) * \hat{v}_{C_1} + V_{C_1} * \hat{d} \quad (4.7)$$

A equação dinâmica da tensão no indutor L_2 é definida em (4.8).

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}}{dt} = (D - 1) * \hat{v}_{C_2} + V_{C_2} * \hat{d} \quad (4.8)$$

A equação dinâmica da tensão no indutor L_3 é definida em (4.9).

$$L_3 \frac{d\hat{i}_{L_3}}{dt} = (\hat{v}_{C_1} + \hat{v}_{C_2}) * D + (V_{C_1} + V_{C_2}) * \hat{d} - \hat{v}_3 \quad (4.9)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_1 é definida em (4.10).

$$C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}}{dt} = (1 - D) * \hat{i}_{L_1} - (I_{L_1} + I_{L_3}) * \hat{d} - \hat{i}_{L_3} * D \quad (4.10)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_2 é definida em (4.11).

$$C_2 \frac{d\hat{v}_{C_2}}{dt} = (1 - D) * \hat{i}_{L_2} - (I_{L_2} + I_{L_3}) * \hat{d} - \hat{i}_{L_3} * D \quad (4.11)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_o é definida em (4.12).

$$C_o \frac{d\hat{v}_3}{dt} = \hat{i}_{L_3} - \frac{\hat{v}_3}{R} \quad (4.12)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.7) a (4.12), obtém-se as equações (4.13) a (4.18).

$$L_1 * \hat{i}_{L_1}(s) * s = (D - 1) * \hat{v}_{C_1}(s) + V_{C_1} * \hat{d}(s) \quad (4.13)$$

$$L_2 * \hat{i}_{L_2}(s) * s = (D - 1) * \hat{v}_{C_2}(s) + V_{C_2} * \hat{d}(s) \quad (4.14)$$

$$L_3 * \hat{i}_{L_3}(s) * s = (\hat{v}_{C_1}(s) + \hat{v}_{C_2}(s)) * D + (V_{C_1} + V_{C_2}) * \hat{d}(s) - \hat{v}_3(s) \quad (4.15)$$

$$C_1 * \hat{v}_{C_1}(s) * s = (1 - D) * \hat{i}_{L_1}(s) - (I_{L_1} + I_{L_3}) * \hat{d}(s) - \hat{i}_{L_3}(s) * D \quad (4.16)$$

$$C_2 * \hat{v}_{C_2}(s) * s = (1 - D) * \hat{i}_{L_2}(s) - (I_{L_2} + I_{L_3}) * \hat{d}(s) - \hat{i}_{L_3}(s) * D \quad (4.17)$$

$$C_o * \hat{v}_3(s) * s = \hat{i}_{L_3}(s) - \frac{\hat{v}_3(s)}{R} \quad (4.18)$$

Resolvendo e simplificando o sistema linear composto pelas equações (4.13) a (4.18) obtém-se a equação (4.19) que representa a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a equação (4.20), que representa a função de transferência da corrente no indutor L_3 em função da razão cíclica.

$$FT_1 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.19)$$

Onde as constantes são:

$$A_4 = R.(C_1.C_2.L_1.L_2.(V_{C1}+V_{C2}))$$

$$A_3 = R.(-L_2.D.((l_{L2}+l_{L3}).C_1+C_2.(l_{L1}+l_{L3})).L_1)$$

$$A_2 = R.((C_1.L_1.V_{C1}+C_2.L_2.V_{C2}).D-(V_{C1}+V_{C2}).(C_1.L_1+C_2.L_2))$$

$$A_1 = R.(-(D-1)^2.((l_{L1}+l_{L3}).L_1+L_2.l_{L2}+l_{L3})).D)$$

$$A_0 = R.(-(D-1)^3.(V_{C1}+V_{C2}))$$

$$B_6 = C_1.C_2.C_0.L_1.L_2.R$$

$$B_5 = C_1.C_2.L_1.L_2.L_3$$

$$B_4 = (((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3).L_1+C_2.L_2.L_3).C_0.D^2 -2.C_0.L_3.(C_1.L_1+C_2.L_2).D+C_1.(C_2.L_2+C_0.L_3).L_1+ C_2.C_0.L_2.L_3).R$$

$$B_3 = (((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3).L_1+ C_2.L_2.L_3).D^2-2.L_3.(C_1.L_1+C_2.L_2).D+L_3.(C_1.L_1+C_2.L_2)$$

$$B_2 = (D-1)^2.R.(C_0.(L_1+L_2+L_3).D^2-2.C_0.L_3.D+C_1.L_1+C_2.L_2+C_0.L_3)$$

$$B_1 = (D-1)^2.((L_1+L_2+L_3).D^2-2.L_3.D+L_3)$$

$$B_0 = R.(D-1)^4$$

$$FT_2 = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_5 * s^5 + A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.20)$$

Onde as constantes são:

$$A_5 = C_1.C_2.C_0.L_1.L_2.R.(V_{C1}+V_{C2})$$

$$A_4 = -L_1.L_2.((-V_{C1}-V_{C2}).C_2+R.C_0.D.(l_{L2}+l_{L3})).C_1+R.C_2.C_0.D.(l_{L1}+l_{L3})$$

$$A_3 = (V_{C1}+V_{C2}).(C_1.L_1+C_2.L_2).(D-1).R.C_0-D.L_2.((l_{L2}+l_{L3}).C_1+C_2.(l_{L1}+l_{L3})).L_1$$

$$A_2 = -(D-1).(C_0.R.((l_{L1}+l_{L3}).L_1+L_2.(l_{L2}+l_{L3})).D^2+(C_0.R.((l_{L1}+l_{L3}).L_1+L_2.(l_{L2}+l_{L3}))-C_1.L_1.V_{C1}- C_2.L_2.V_{C2}).D+(V_{C1}+V_{C2}).(C_1.L_1+C_2.L_2))$$

$$A_1 = -((R.(V_{C1}+V_{C2}).C_0+(L_1+L_2).l_{L3}+l_{L1}.L_1+L_2.l_{L2}).D-R.(V_{C1}+V_{C2}).C_0).(D-1)^2$$

$$A_0 = -(D-1)^3.(V_{C1}+V_{C2})$$

$$B_6 = C_1.C_2.C_0.L_1.L_2.L_3.R$$

$$B_5 = C_1.C_2.L_1.L_2.L_3$$

$$B_4 = (C_0.(((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3).L_1+C_2.L_2.L_3).D^2-2.C_0.L_3.(C_1.L_1+C_2.L_2).D+C_1.(C_2.L_2+C_0.L_3).L_1+C_2.C_0.L_2.L_3).R$$

$$B_3 = (((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3).L_1+ C_2.L_2.L_3).D^2-2.L_3.(C_1.L_1+C_2.L_2).D+L_3.(C_1.L_1+C_2.L_2)$$

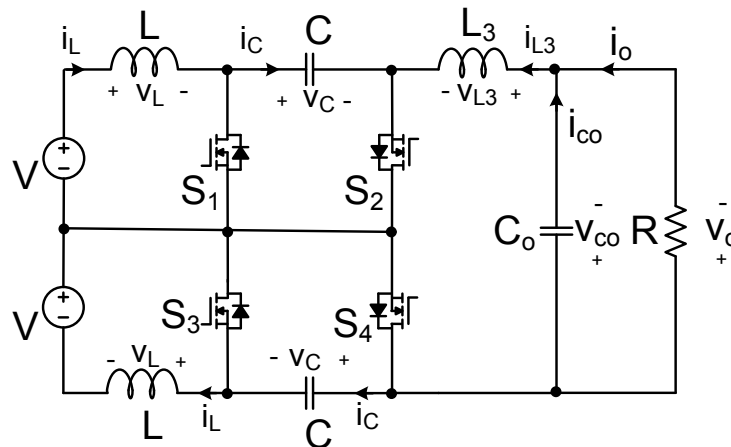
$$B_2 = (D-1)^2 \cdot (C_0 \cdot (L_1 + L_2 + L_3) \cdot D^2 - 2 \cdot C_0 \cdot L_3 \cdot D + C_1 \cdot L_1 + C_2 \cdot L_2 + C_0 \cdot L_3) \cdot R$$

$$B_1 = (D-1)^2 \cdot ((L_1 + L_2 + L_3) \cdot D^2 - 2 \cdot L_3 \cdot D + L_3)$$

$$B_0 = R \cdot (D-1)^4$$

Com o intuito de obter-se funções de transferência de ordem inferior à sexta ordem, mas que representam a dinâmica da planta, algumas simplificações são adotadas. Considera-se que: as fontes de tensão V_1 e V_2 apresentam o mesmo valor de tensão, os indutores L_1 e L_2 apresentam o mesmo valor de indutância e os capacitores C_1 e C_2 apresentam o mesmo valor de capacitância. Considerando esta análise obtém-se o circuito apresentado na Figura 22.

Figura 22 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto de operação, modelo simplificado sem perdas



Fonte: Autoria Própria

Adotando as simplificações apresentadas na Figura 22, as equações (4.19) e (4.20) podem ser simplificadas, efetuando manipulações algébricas, obtém-se a equação (4.21) que representa a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a equação (4.22), que representa a função de transferência da corrente no indutor L_3 em função da razão cíclica.

$$FT_3 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.21)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 2 \cdot R \cdot C \cdot L \cdot V_C$$

$$A_1 = -2 \cdot D \cdot L \cdot (I_L + I_{L3}) \cdot R$$

$$A_0 = -2.R.V_C.(D-1)$$

$$B_4 = R.C.L.L_3.C_0$$

$$B_3 = C.L.L_3$$

$$B_2 = R.((2.(L+(1/2).L_3)).C_0.D^2-2.C_0.L_3.D+C.L+C_0.L_3)$$

$$B_1 = (2.L+L_3).D^2-2.L_3.D+L_3$$

$$B_0 = R.(D-1)^2$$

$$FT_4 = \frac{\hat{I}_{L_3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.22)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 2.C.C_0.L.R.V_C$$

$$A_2 = -2.L.(R.D.(L_L+L_3).C_0-C.V_C)$$

$$A_1 = -2.((C_0.R.V_C+L.(L_L+L_3)).D-C_0.R.V_C)$$

$$A_0 = -2.D.V_C+2.V_C$$

$$B_4 = R.C.L.L_3.C_0$$

$$B_3 = C.L.L_3$$

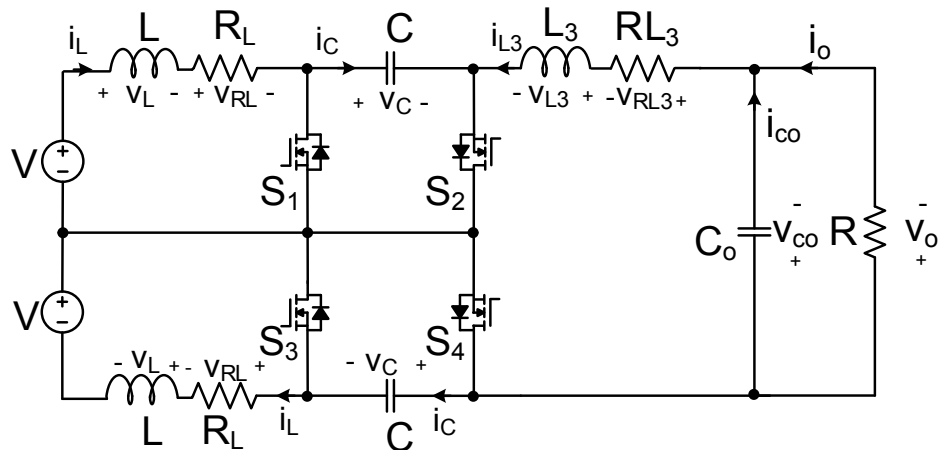
$$B_2 = R.((2.(L+(1/2).L_3)).C_0.D^2-2.C_0.L_3.D+C.L+C_0.L_3)$$

$$B_1 = (2.L+L_3).D^2-2.L_3.D+L_3$$

$$B_0 = R.(D-1)^2$$

As equações (4.21) e (4.22) representam a dinâmica da planta. Entretanto, foram obtidas tais equações pela análise do conversor ideal, considerando um modelo sem perdas. Com o intuito de obter-se um modelo com perdas, o qual representa mais fielmente o conversor implementado na prática, insere-se algumas não idealidades no circuito apresentando na Figura 22. Considerando as resistências internas dos indutores, obtém-se o circuito apresentado na Figura 23.

Figura 23 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido direto de operação, modelo com perdas



Fonte: Autoria Própria

Realizando a análise das duas etapas de operação, do circuito com perdas, obtém-se as equações (4.23) a (4.26), referentes ao valor médio da tensão nos indutores e ao valor médio da corrente nos capacitores.

A equação do valor médio da tensão no indutor L é definida pela equação

(4.23).

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{RL}(t) \rangle_{T_s}) * d(t) + (\langle v(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{RL}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_C(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.23)$$

A equação do valor médio da tensão no indutor L₃ é definida pela equação

(4.24).

$$L_3 \frac{d\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle 2v_C(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{RL3}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_3(t) \rangle_{T_s}) * d(t) + (-\langle v_3(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{RL3}(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.24)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C é definida pela equação

(4.25).

$$C \frac{d\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s} * d(t) + \langle i_L(t) \rangle_{T_s} * d'(t) \quad (4.25)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_o é definida pela equação

(4.26).

$$C_o \frac{d\langle v_3(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_3(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (4.26)$$

Aplicando as perturbações nas equações (4.23) a (4.26) e após simplificar as equações resultantes, e desprezando as componentes não lineares, obtém-se as equações (4.27) a (4.30). Considera-se que a fonte V é isenta de perturbação.

A equação dinâmica da tensão no indutor L é definida em (4.27).

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (D - 1) * \hat{v}_C + V_C * \hat{d} - \hat{v}_{RL} \quad (4.27)$$

A equação dinâmica da tensão no indutor L_3 é definida em (4.28).

$$L_3 \frac{d\hat{i}_{L3}}{dt} = 2\hat{v}_C * D + 2V_C * \hat{d} - \hat{v}_3 - \hat{v}_{RL3} \quad (4.28)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C é definida em (4.29).

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = (1 - D) * \hat{i}_L - (I_L + I_{L3}) * \hat{d} - \hat{i}_{L3} * D \quad (4.29)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_o é definida em (4.30).

$$C_o \frac{d\hat{v}_3}{dt} = \hat{i}_{L3} - \frac{\hat{v}_3}{R} \quad (4.30)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.27) a (4.30), obtém-se as equações (4.31) a (4.34).

$$L * \hat{i}_L(s) * s = (D - 1) * \hat{v}_{C1}(s) + V_C * \hat{d}(s) - \hat{v}_{RL}(s) \quad (4.31)$$

$$L_3 * \hat{i}_{L3}(s) * s = 2\hat{v}_C(s) * D + 2V_C * \hat{d}(s) - \hat{v}_3(s) - \hat{v}_{RL3}(s) \quad (4.32)$$

$$C * \hat{v}_C(s) * s = (1 - D) * \hat{i}_L(s) - (I_L + I_{L3}) * \hat{d}(s) - \hat{i}_{L3}(s) * D \quad (4.33)$$

$$C_o * \hat{v}_3(s) * s = \hat{i}_{L3}(s) - \frac{\hat{v}_3(s)}{R} \quad (4.34)$$

Resolvendo e simplificando o sistema linear composto pelas equações (4.31) a (4.34) obtém-se a equação (4.35) que representa a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a equação (4.36), que representa a função de transferência da corrente no indutor L_3 em função da razão cíclica para o modelo com perdas.

$$FT_5 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.35)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 2.R.C.L.V_C$$

$$A_1 = -2.D.L.(I_L + I_{L3}).R + 2.R.C.V_C.R_L$$

$$A_0 = 2.R.((-I_L - I_{L3}).R_L - V_C).D + V_C$$

$$B_4 = R.C.L.L_3.C_o$$

$$B_3 = ((-I_L - I_{L3}).R_L - V_C).D + V_C$$

$$B_2 = 2.C_o.(L + (1/2).L_3).R.D^2 - 2.C_o.D.L_3.R + ((C.R_L.R_{L3} + L_3).C_o + C.L).R + C.(L.R_{L3} + L_3.R_L)$$

$$B_1 = (2.C_o.(R_L + (1/2).R_{L3}).R + 2.L + L_3).D^2 + (-2.C_o.R.R_{L3} -$$

$$2.L_3).D + (C.R_L + C_o.R_{L3}).R + C.R_L.R_{L3} + L_3$$

$$B_0 = (R+2.R_L+R_{L3}).D^2+(-2.R-2.R_{L3}).D+R+R_{L3}$$

$$FT_6 = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.36)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 2.C.C_0.L.R.V_c$$

$$A_2 = 2.C.L.V_c-2.C_0.R.L.(l_L+l_{L3}).D+C.R_L.V_c$$

$$A_1 = 2.C_0.R((-l_L-l_{L3}).R_L-V_c).D+V_c+2.(-L(l_L+l_{L3}).D+C.R_L.V_c)$$

$$A_0 = 2((-l_L-l_{L3}).R_L-V_c).D+V_c$$

$$B_4 = R.C.L.L_3.C_0$$

$$B_3 = ((-l_L-l_{L3}).R_L-V_c).D+V_c$$

$$B_2 = 2.C_0.(L+(1/2).L_3).R.D^2-2.C_0.D.L_3.R+((C.R_L.R_{L3}+L_3).C_0+C.L).R+C.(L.R_{L3}+L_3.R_L)$$

$$B_1 = (2.C_0.(R_L+(1/2).R_{L3}).R+2.L+L_3).D^2+(-2.C_0.R.R_{L3}-$$

$$2.L_3).D+(C.R_L+C_0.R_{L3}).R+C.R_L.R_{L3}+L_3$$

$$B_0 = (R+2.R_L+R_{L3}).D^2+(-2.R-2.R_{L3}).D+R+R_{L3}$$

4.2 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA NO SENTIDO DIRETO

Com o intuito de validar as funções de transferência do sentido direto de operação, obtidas nas análises dos modelos sem perdas, apresentadas nas equações (4.19) e (4.21), utilizam-se os valores apresentados na Tabela 6. Efetuando as devidas substituições nas equações (4.19) e (4.21), obtém-se as equações (4.37) e (4.38).

$$FT_1 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.37)$$

Onde as constantes são:

$$A_4 = 38,122 \cdot 10^{-12}$$

$$A_3 = -213,485 \cdot 10^{-9}$$

$$A_2 = 1,803 \cdot 10^{-3}$$

$$A_1 = -2,657$$

$$A_0 = 16,531 \cdot 10^3$$

$$B_6 = 760 \cdot 10^{-24}$$

$$B_5 = 6,078 \cdot 10^{-18}$$

$$B_4 = 104 \cdot 10^{-15}$$

$$B_3 = 287,431 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 2,024 \cdot 10^{-6}$$

$$B_1 = 2,636 \cdot 10^{-3}$$

$$B_0 = 10,54$$

$$FT_3 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.38)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 743,88 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = -4,17$$

$$A_0 = 25,92 \cdot 10^3$$

$$B_4 = 14,82 \cdot 10^{-15}$$

$$B_3 = 118,60 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 1,84 \cdot 10^{-6}$$

$$B_1 = 4,13 \cdot 10^{-3}$$

$$B_0 = 16,53$$

Tabela 6 – Grandezas utilizadas para validação das funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e da corrente do indutor L_3 pela razão cíclica

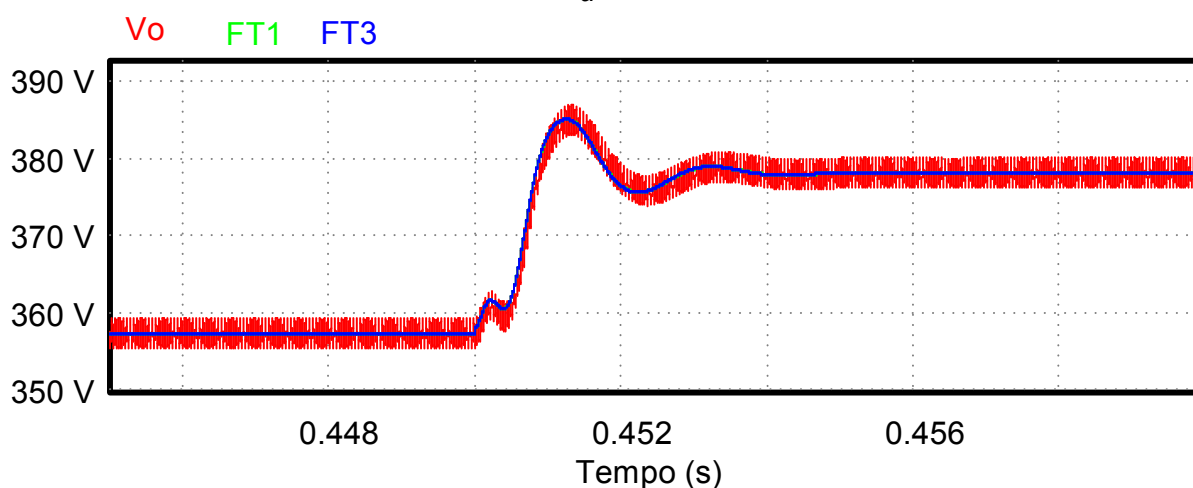
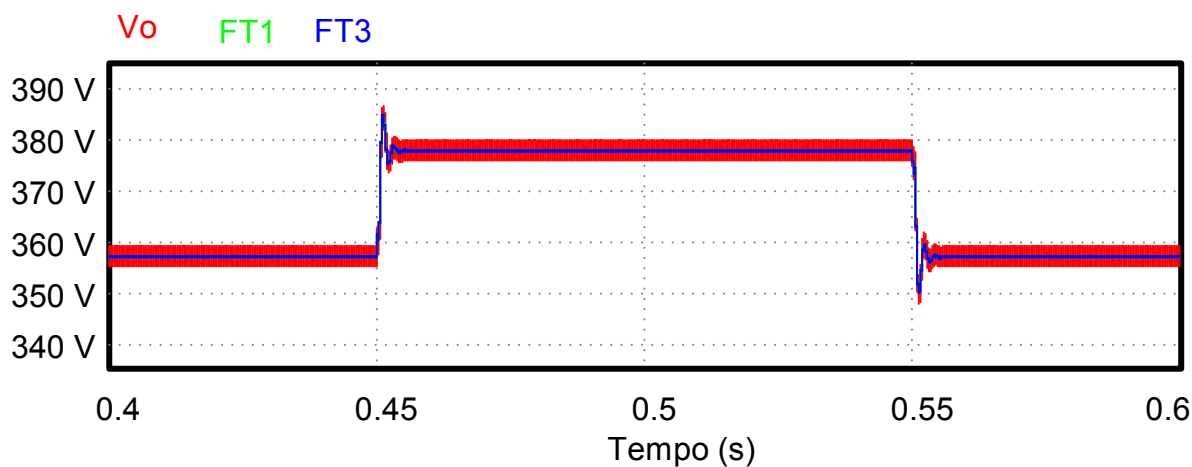
Grandeza	Valor
Carga (R)	129,6 Ω
Resistência Indutor L (R_L)	1 Ω
Resistência Indutor L3 (R_{L3})	1 Ω
Banco Capacitivo (C_o)	964,506 nF
Indutor L_1	3,214 mH
Indutor L_2	3,214 mH
Indutor L_3	11,571 mH
Corrente média do Indutor L_1 (I_{L1})	5 A
Corrente média do Indutor L_2 (I_{L2})	5 A
Corrente média do Indutor L_3 (I_{L3})	2,7778 A
Capacitor C_1	3,189 μ F
Capacitor C_2	3,189 μ F
Tensão média sobre o capacitor C_1 (V_{C1})	280 V
Tensão média sobre o capacitor C_2 (V_{C2})	280 V
Razão cíclica (D)	0,64286

Fonte: Autoria Própria

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.37) e (4.38), foi aplicado uma variação de 2% da razão cíclica sobre estas funções, tal variação respeita as condições de pequenos sinais, uma vez que a linearização inerente a modelagem implica na validade do modelo somente para pequenos sinais (variações menores que 10% na entrada). Realizando-se a simulação numérica, obtém-se a Figura 24. Observa-se que as funções de transferência de sexta ordem (FT_1) e de quarta ordem (FT_3), aproximam-se da dinâmica da planta. Portanto, ambas as equações estão validadas, por apresentarem dinâmicas correspondentes com a dinâmica da planta.

Figura 24 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica, modelo sem perdas

(a) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo



Fonte: Autoria Própria

Efetuada as devidas substituições nas equações (4.20) e (4.22), obtém-se as equações (4.39) e (4.40).

$$FT_2 = \frac{\hat{i}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_5 * s^5 + A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^1 + B_1 * s + B_0} \quad (4.39)$$

Onde as constantes são:

$$A_5 = 7,354 \cdot 10^{-18}$$

$$A_4 = 17.65 \cdot 10^{-15}$$

$$A_3 = 18.3 \cdot 10^{-12}$$

$$A_2 = 2.27 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = -911,08 \cdot 10^{-6}$$

$$A_0 = 25,51$$

$$B_6 = 151,95 \cdot 10^{-24}$$

$$B_5 = 1,216 \cdot 10^{-18}$$

$$B_4 = 20,8 \cdot 10^{-15}$$

$$B_3 = 57,486 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 404,756 \cdot 10^{-9}$$

$$B_1 = 527,124 \cdot 10^{-6}$$

$$B_0 = 2,108$$

$$FT_4 = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.40)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 717,474 \cdot 10^{-12}$$

$$A_2 = 1,722 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = -7,143 \cdot 10^{-3}$$

$$A_0 = 200$$

$$B_4 = 14,825 \cdot 10^{-15}$$

$$B_3 = 118,6 \cdot 10^{-12}$$

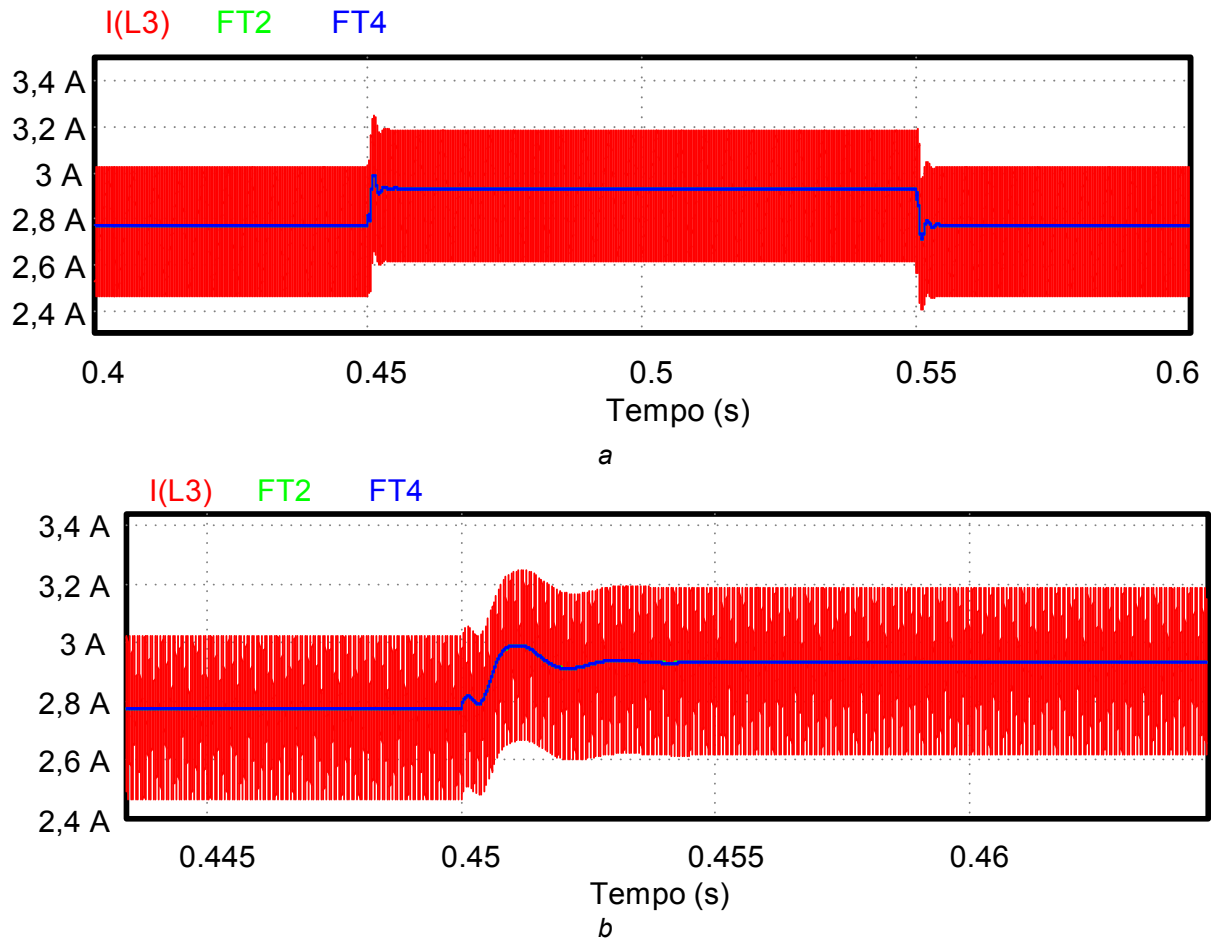
$$B_2 = 1,845 \cdot 10^{-6}$$

$$B_1 = 4,13 \cdot 10^{-3}$$

$$B_0 = 16,53$$

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.39) e (4.40), foi aplicado uma variação de 2% da razão cíclica sobre estas funções. Realizando-se a simulação numérica, obtém-se a Figura 25. O comportamento destas funções de transferência é semelhante ao das funções de transferência da tensão de saída em relação a razão cíclica, ou seja, as funções de transferência de sexta (FT₂) e quarta ordem (FT₄), apresentam comportamento semelhante com a dinâmica da planta.

Figura 25 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica, modelo sem perdas
(a) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo



Fonte: Aatoria Própria

Com o intuito de validar as funções de transferência do sentido direto de operação, obtidas na análise do modelo com perdas, apresentadas nas equações (4.35) e (4.36), utilizam-se os valores apresentados na Tabela 6. Efetuando as devidas substituições nas equações (4.35) e (4.36), obtém-se as equações (4.41) e (4.42).

$$FT_5 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.41)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 3,719 \cdot 10^{-3}$$

$$A_1 = -19,671$$

$$A_0 = 123,12 \cdot 10^3$$

$$B_4 = 74,127.10^{-15}$$

$$B_3 = 622,482.10^{-12}$$

$$B_2 = 9,462.10^{-6}$$

$$B_1 = 23,342.10^{-3}$$

$$B_0 = 87,423$$

$$FT_6 = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.42)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 717,474.10^{-12}$$

$$A_2 = 1,945.10^{-6}$$

$$A_1 = -6,607.10^{-3}$$

$$A_0 = 190$$

$$B_4 = 14,825.10^{-15}$$

$$B_3 = 124,496.10^{-12}$$

$$B_2 = 1,892.10^{-6}$$

$$B_1 = 4,668.10^{-3}$$

$$B_0 = 17,485$$

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.41) e (4.42), foi aplicado uma variação de 2% da razão cíclica sobre estas funções. Realizando-se a simulação numérica, obtém-se a Figura 26 referente a validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a Figura 27 referente a validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica. Observa-se que ambas funções de transferência, (FT_5) e (FT_6), aproximam-se da dinâmica da planta. Portanto, ambas as equações do modelo com perdas, estão validadas, por apresentarem dinâmicas correspondentes com a dinâmica da planta.

Figura 26 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica, modelo com perdas
(b) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo

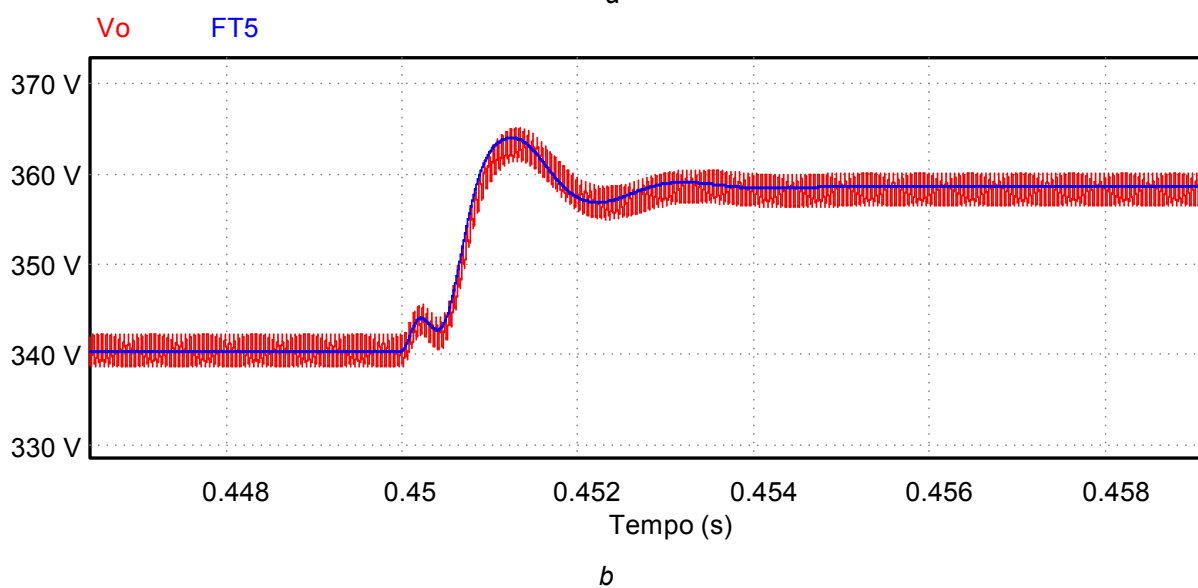
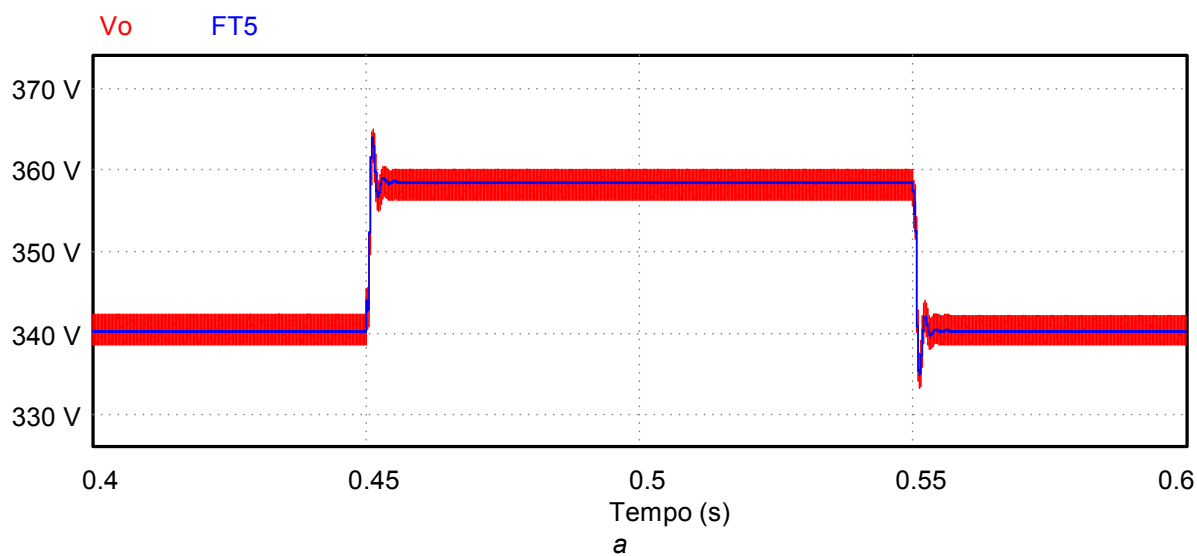
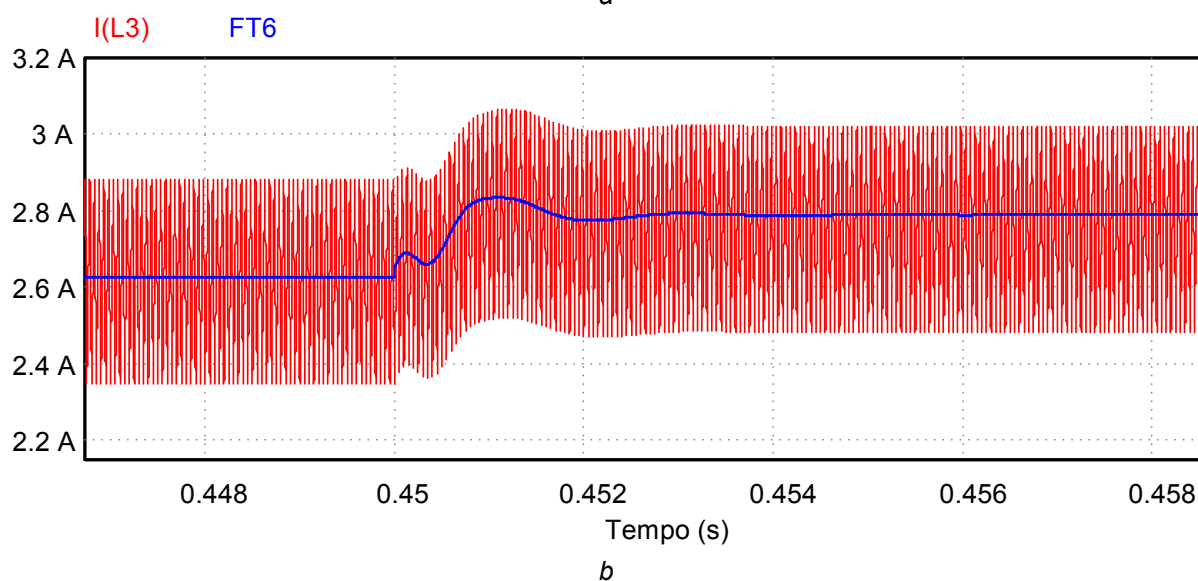
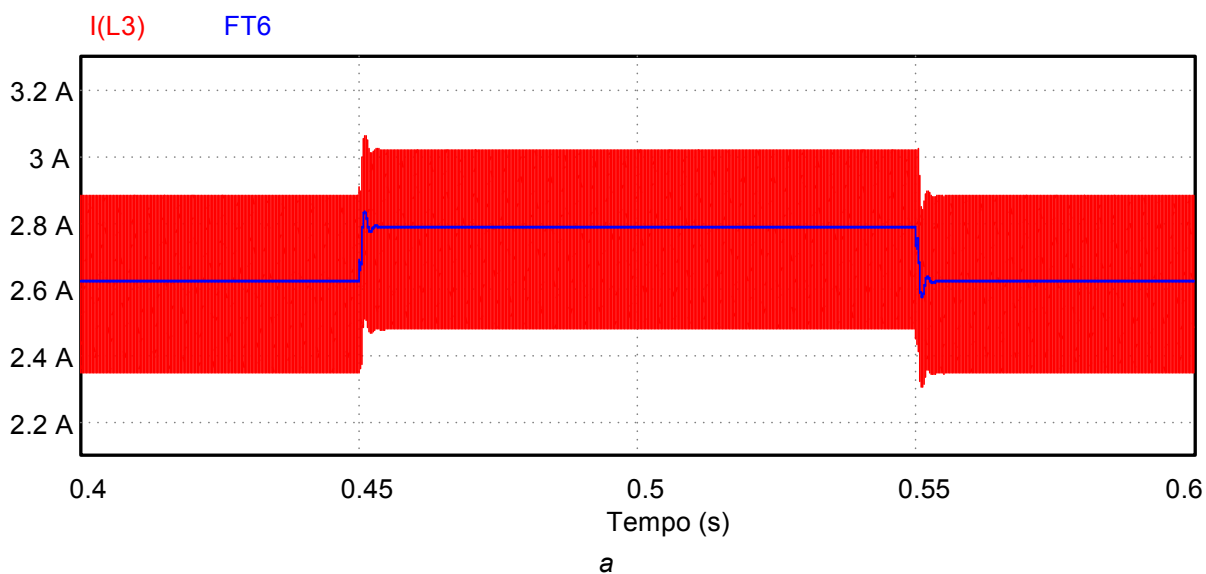


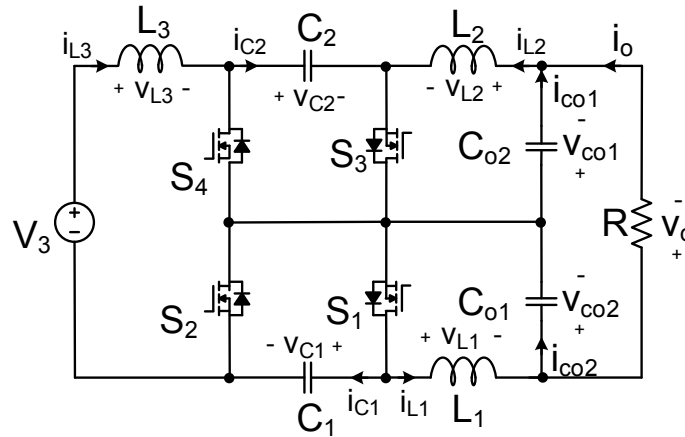
Figura 27 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica, modelo com perdas
(b) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo



4.3 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA OBTIDAS NO SENTIDO REVERSO DE OPERAÇÃO

Tomando como base a Figura 12, neste momento as fontes de tensão V_1 e V_2 foram substituídas por um circuito RC, resistor e capacitor, em paralelo. Redesenhando o circuito, considerando a carga RC, obtém-se a Figura 28, realizando a análise das duas etapas de operação, obtém-se as equações (4.43) a (4.49), referentes ao valor médio da tensão nos indutores e ao valor médio da corrente nos capacitores.

Figura 28 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso de operação, considerando a carga RC



Fonte: Autoria Própria

A equação do valor médio da tensão no indutor L_1 é definida pela equação (4.43).

$$L_1 \frac{d\langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_1(t) \rangle_{T_s}) * d(t) + (-\langle v_1(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.43)$$

A equação do valor médio da tensão no indutor L_2 é definida pela equação (4.44).

$$L_2 \frac{d\langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s}) * d(t) + (-\langle v_2(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.44)$$

A equação do valor médio da tensão no indutor L_3 é definida pela equação (4.45).

$$L_3 \frac{d\langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_3(t) \rangle_{T_s} * d(t) + (\langle v_3(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.45)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_1 é definida pela equação (4.46).

$$C_1 \frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s} * d(t) + \langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s} * d'(t) \quad (4.46)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_2 é definida pela equação (4.47).

$$C_2 \frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s} * d(t) + \langle i_{L_3}(t) \rangle_{T_s} * d'(t) \quad (4.47)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_{o1} é definida pela equação (4.48).

$$C_{o1} \frac{d\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_s} - \frac{(\langle v_1(t) \rangle_{T_s} + \langle v_2(t) \rangle_{T_s})}{R} \quad (4.48)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_{o2} é definida pela equação (4.49).

$$C_{o2} \frac{d\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_s} - \frac{(\langle v_1(t) \rangle_{T_s} + \langle v_2(t) \rangle_{T_s})}{R} \quad (4.49)$$

Aplicando as perturbações nas equações (4.43) a (4.49) e, após simplificar as equações resultantes e desprezando as componentes não lineares, obtém-se as equações (4.50) a (4.56). Considera-se que a fonte V_3 é isenta de perturbação.

A equação dinâmica da tensão no indutor L_1 é definida em (4.50).

$$L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}}{dt} = D * \hat{v}_{C_1} + V_{C_1} * \hat{d} - \hat{v}_1 \quad (4.50)$$

A equação dinâmica da tensão no indutor L_2 é definida em (4.51).

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}}{dt} = D * \hat{v}_{C_2} + V_{C_2} * \hat{d} - \hat{v}_2 \quad (4.51)$$

A equação dinâmica da tensão no indutor L_3 é definida em (4.52).

$$L_3 \frac{d\hat{i}_{L_3}}{dt} = \hat{v}_{C_1} * (D - 1) + \hat{v}_{C_2} * (D - 1) + (V_{C_1} + V_{C_2}) * \hat{d} \quad (4.52)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_1 é definida em (4.53).

$$C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}}{dt} = (1 - D) * \hat{i}_{L_3} - (I_{L_1} + I_{L_3}) * \hat{d} - \hat{i}_{L_1} * D \quad (4.53)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_2 é definida em (4.54).

$$C_2 \frac{d\hat{v}_{C_2}}{dt} = (1 - D) * \hat{i}_{L_3} - (I_{L_2} + I_{L_3}) * \hat{d} - \hat{i}_{L_2} * D \quad (4.54)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_{o1} é definida em (4.55).

$$C_{o1} \frac{d\hat{v}_1}{dt} = \hat{i}_{L_1} - \frac{(\hat{v}_1 + \hat{v}_2)}{R} \quad (4.55)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_{o2} é definida em (4.56).

$$C_{o2} \frac{d\hat{v}_2}{dt} = \hat{i}_{L_2} - \frac{(\hat{v}_1 + \hat{v}_2)}{R} \quad (4.56)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.50) a (4.56) obtém-se as equações (4.57) a (4.63)

$$L_1 * \hat{i}_{L_1}(s) * s = D * \hat{v}_{C_1}(s) + V_{C_1} * \hat{d}(s) - \hat{v}_1(s) \quad (4.57)$$

$$L_2 * \hat{i}_{L_2}(s) * s = D * \hat{v}_{C_2}(s) + V_{C_2} * \hat{d}(s) - \hat{v}_2(s) \quad (4.58)$$

$$L_3 * \hat{i}_{L_3}(s) * s = \hat{v}_{C_1}(s) * (D - 1) + \hat{v}_{C_2}(s) * (D - 1) + (V_{C_1} + V_{C_2}) * \hat{d}(s) \quad (4.59)$$

$$C_1 * \hat{v}_{C_1}(s) * s = (1 - D) * \hat{i}_{L_3}(s) - (I_{L_1} + I_{L_3}) * \hat{d}(s) - \hat{i}_{L_1}(s) * D \quad (4.60)$$

$$C_2 * \hat{v}_{C2}(s) * s = (1 - D) * \hat{i}_{L3}(s) - (I_{L2} + I_{L3}) * \hat{d}(s) - \hat{i}_{L2}(s) * D \quad (4.61)$$

$$C_{O1} * \hat{v}_1(s) * s = \hat{i}_{L1}(s) - \frac{(\hat{v}_1(s) + \hat{v}_2(s))}{R} \quad (4.62)$$

$$C_{O2} * \hat{v}_2(s) * s = \hat{i}_{L2}(s) - \frac{(\hat{v}_1(s) + \hat{v}_2(s))}{R} \quad (4.63)$$

Resolvendo e simplificando o sistema linear composto pelas equações (4.57) a (4.63) obtém-se a equação (4.64) a qual representa a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a equação (4.65), a qual representa a função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica.

$$FT_7 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.64)$$

Onde as constantes são:

$$A_4 = R.(C_1.C_2.L_3.(C_{O1}.L_1.V_{C2}+C_{O2}.L_2.V_{C1}))$$

$$A_3 = R.(-L_3.D.(C_1.L_1.(I_{L2}+I_{L3}).C_{O1}+C_2.L_2.C_{O2}.(I_{L1}+I_{L3})))$$

$$A_2 = R.(((((-C_1.V_{C1}+C_2.V_{C2}).L_1+C_2.L_3.V_{C2}).C_{O1}+C_{O2}.)((C_1.V_{C1}-C_2.V_{C2}).L_2+C_1.L_3.V_{C1})).D^2+(((V_{C1}-V_{C2}).C_1-2.C_2.V_{C2}).L_1.C_{O1}-2.C_{O2}.(C_1.V_{C1}+(1/2).C_2.(V_{C1}-V_{C2})).L_2).D+L_1.V_{C2}.(C_1+C_2).C_{O1}+L_2.V_{C1}.(C_1+C_2).C_{O2}+ C_1.C_2.L_3.(V_{C1}+V_{C2})))$$

$$A_1 = R.(-(((((-I_{L1}+I_{L2}).L_1+L_3.(I_{L2}+I_{L3})).C_{O1}+C_{O2}.)((I_{L1}-I_{L2}).L_2+L_3.(I_{L1}+I_{L3}))).D^2+(2.(I_{L1}-I_{L2})).(C_{O1}.L_1-C_{O2}.L_2).D-(I_{L1}-I_{L2}).C_{O1}.L_1+(I_{L1}-I_{L2}).C_{O2}.L_2+((I_{L2}+I_{L3}).C_1+C_2.(I_{L1}+I_{L3})).L_3).D)$$

$$A_0 = R.(-(D-1).(V_{C1}+V_{C2}).((C_{O1}+C_{O2}).D^2+C_1+C_2))$$

$$B_6 = L_3.C_{O1}.C_{O2}.L_2.R.C_2.C_1.L_1$$

$$B_5 = C_1.C_2.L_1.L_2.L_3.(C_{O1}+C_{O2})$$

$$B_4 = (C_{O1}+C_{O2}.)(((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3).L_1+C_2.L_2.L_3).D^2-2.L_1.L_2.C_{O1}.C_{O2}.(C_1+C_2).D+L_1.((C_1+C_2).L_2.C_{O2}+ C_1.C_2.L_3).C_{O1}+ C_1.C_2.L_2.L_3.C_{O2}).R$$

$$B_3 = (C_{O1}+C_{O2}.)(((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3).L_1+C_2.L_2.L_3).D^2-2.L_1.L_2.(C_{O1}+C_{O2}).(C_1+C_2).D+L_1.L_2.(C_1+C_2).C_{O1}+ L_1.L_2.(C_1+C_2).C_{O2}+C_1.C_2.L_3.(L_1+L_2)$$

$$B_2 = (C_{O2}.C_{O1}.(L_1+L_2+L_3).D^4-2.C_{O2}.C_{O1}.(L_1+L_2).D^3+(((L_1+L_2).C_{O2}+(C_1+C_2).L_1+C_2.L_3).C_{O1}+C_{O2}.)((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3)).D^2-(2.(C_{O1}.L_1+C_{O2}.L_2)).(C_1+C_2).D+(C_1+C_2).C_{O1}.L_1+(C_1+C_2).C_{O2}.L_2+C_1.C_2.L_3).R$$

$$B_1 = ((L_1+L_2+L_3).D^2+(-2.L_1-2.L_2).D L_1+L_2).((C_{O1}+C_{O2}).D^2+C_1+C_2)$$

$$B_0 = (D-1)^2.((C_{O1}+C_{O2}).D^2+C_1+C_2).R$$

$$FT_8 = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_5 * s^5 + A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.65)$$

Onde as constantes são:

$$A_5 = C_1.C_2.L_1.L_2.R.C_{01}.C_{02}.(V_{C1}+V_{C2})$$

$$A_4 = -(R.C_{01}.((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).C_{02}.D-R.C_{01}.((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).C_{02}-C_1.C_2.(V_{C1}+V_{C2}).(C_{01}+C_{02})).L_2.L_1$$

$$A_3 = R.C_{01}.C_{02}.(C_1.L_1.V_{C1}+C_2.L_2.V_{C2}).D^2+((-((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).(C_{01}+C_{02}).L_2+C_{01}.C_{02}.R.V_{C2}.C_1).L_1+C_2.C_{01}.C_{02}.L_2.R.V_{C1}).D+(((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).(C_{01}+C_{02}).L_2+C_1.R.C_2.C_{01}.(V_{C1}+V_{C2})).L_1+C_1.R.C_2.L_2.C_{02}.(V_{C1}+V_{C2})$$

$$A_2 = -R.C_{01}.C_{02}.((L_1+L_3).L_1+L_2.(L_2+L_3)).D^3+((C_{01}.C_{02}.(L_1+L_3).R+C_1.V_{C1}.(C_{01}+C_{02})).L_1+(C_{01}.C_{02}.(L_2+L_3).R+C_2.V_{C2}.(C_{01}+C_{02})).L_2).D^2+((-C_{01}.((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).R+C_1.V_{C2}.(C_{01}+C_{02})).L_1-L_2.(((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).C_{02}.R-C_2.V_{C1}.(C_{01}+C_{02}))).D+(C_{01}.((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).R+C_1.C_2.(V_{C1}+V_{C2})).L_1+L_2.(((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).C_{02}.R+C_1.C_2.(V_{C1}+V_{C2}))$$

$$A_1 = (-((L_1+L_3).(C_{01}+C_{02}).L_1-(L_2+L_3).(C_{01}+C_{02}).L_2+R.C_{01}.C_{02}.(V_{C1}+V_{C2})).D^3+(((L_1+L_3).(C_{01}+C_{02}).L_1+(L_2+L_3).(C_{01}+C_{02}).L_2+R.(C_1.C_{02}.V_{C1}+C_2.C_{01}.V_{C2})).D^2+((-L_2-L_3).C_1-C_2.(L_1+L_3)).L_1+((-L_2-L_3).C_1-C_2.(L_1+L_3)).L_2+R.(C_1.C_{02}.V_{C2}+C_2.C_{01}.V_{C1})).D+(((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).L_1+((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3)).L_2+C_1.R.C_2.(V_{C1}+V_{C2}))$$

$$A_0 = (((-L_2-L_3).C_{01}-C_{02}.(L_1+L_3)).R+(V_{C1}+V_{C2}).(C_{01}+C_{02})).$$

$$D^3+R.((L_2+L_3).C_{01}+C_{02}.(L_1+L_3)).D^2+((-L_2-L_3).C_1-C_2.(L_1+L_3)).R+(V_{C1}+V_{C2}).(C_1+C_2)).D+R.((L_2+L_3).C_1+C_2.(L_1+L_3))$$

$$B_6 = L_3.C_{01}.C_{02}.L_2.R.C_2.C_1.L_1$$

$$B_5 = C_1.C_2.L_1.L_2.L_3.(C_{01}+C_{02})$$

$$B_4 = (C_{01}+C_{02}.(((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3)).L_1+C_2.L_2.L_3).D^2-2.L_1.L_2.C_{01}.C_{02}.(C_1+C_2).D+L_1.(((C_1+C_2).L_2.C_{02}+C_1.C_2.L_3).C_{01}+C_1.C_2.L_2.L_3.C_{02}).R$$

$$B_3 = (C_{01}+C_{02}.(((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3)).L_1+C_2.L_2.L_3).D^2-2.L_1.L_2.(C_{01}+C_{02}).(C_1+C_2).D+L_1.L_2.(C_1+C_2).C_{01}+L_1.L_2.(C_1+C_2).C_{02}+C_1.C_2.L_3.(L_1+L_2)$$

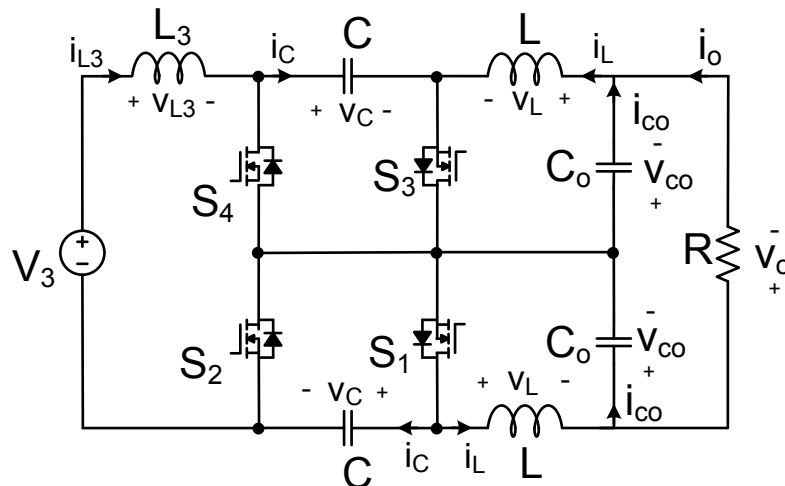
$$B_2 = (C_{02}.C_{01}.(L_1+L_2+L_3)).D^4-2.C_{02}.C_{01}.(L_1+L_2).D^3+(((L_1+L_2).C_{02}+(C_1+C_2).L_1+C_2.L_3).C_{01}+C_{02}.((C_1+C_2).L_2+C_1.L_3)).D^2-(2.(C_{01}.L_1+C_{02}.L_2)).(C_1+C_2).D+(C_1+C_2).C_{01}.L_1+(C_1+C_2).C_{02}.L_2+C_1.C_2.L_3).R$$

$$B_1 = ((L_1+L_2+L_3).D^2+(-2.L_1-2.L_2).D.L_1+L_2).((C_{01}+C_{02}).D^2+C_1+C_2)$$

$$B_0 = (D-1)^2 \cdot ((C_{o1}+C_{o2}) \cdot D^2 + C_1 + C_2) \cdot R$$

Como realizado no sentido direto de operação, com o intuito de obter-se funções de transferência de ordem inferior à sexta ordem, mas que representam a dinâmica da planta, algumas simplificações são adotadas. Considera-se que: os indutores L_1 e L_2 apresentam o mesmo valor de indutância, os capacitores C_1 e C_2 apresentam o mesmo valor de capacitância e os bancos capacitivos C_{o1} e C_{o2} apresentam o mesmo valor de capacitância. Considerando esta análise, obtém-se o circuito apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso de operação, modelo simplificado sem perdas



Fonte: Autoria Própria

Adotando as simplificações apresentadas na Figura 29, as equações (4.64) e (4.65) podem ser simplificadas, efetuando manipulações algébricas, obtém-se a equação (4.66) que representa a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a equação (4.67), que representa a função de transferência da corrente no indutor L_3 em função da razão cíclica, ambas considerando o sentido reverso de operação.

$$FT_9 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.66)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 2.R.C_1.L_3.V_{C1}$$

$$A_1 = -2.D.L_3.(l_{L1}+l_{L3}).R$$

$$A_0 = -4.R.V_{C1}.(D-1)$$

$$B_4 = R.C_1.L_1.L_3.C_{o1}$$

$$B_3 = 2.C_1.L_1.L_3$$

$$B_2 = R.(((2.L_1+L_3).D^2-4.D.L_1+2.L_1).C_{o1}+C_1.L_3)$$

$$B_1 = (4.L_1+2.L_3).D^2-8.D.L_1+4.L_1$$

$$B_0 = 2.R.(D-1)^2$$

$$FT_{10} = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.67)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 2.R.V_{C1}.C_{o1}.L_1.C_1$$

$$A_2 = -2.L_1.(R.(l_{L1}+l_{L3}).(D-1).C_{o1}-2.C_1.V_{C1})$$

$$A_1 = 2.V_{C1}.(C_{o1}.D+C_1).R-4.L_1.(l_{L1}+l_{L3}).(D-1)$$

$$A_0 = -(2.(l_{L1}+l_{L3})).(D-1).R+4.D.V_{C1}$$

$$B_4 = R.C_1.L_1.L_3.C_{o1}$$

$$B_3 = 2.C_1.L_1.L_3$$

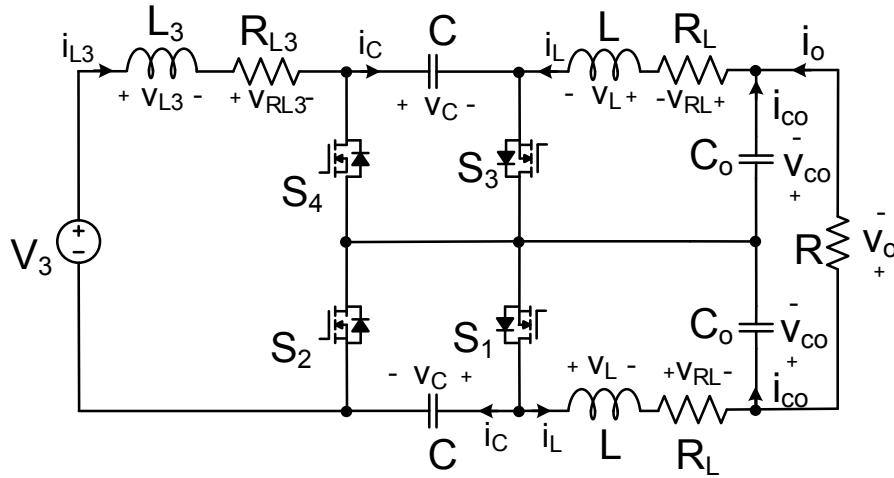
$$B_2 = R.(2.C_{o1}.(D-1)^2.L_1+L_3.(C_{o1}.D^2+C_1))$$

$$B_1 = 4.(D-1)^2.L_1+2.D^2.L_3$$

$$B_0 = 2.R.(D-1)^2$$

As equações (4.66) e (4.67) representam a dinâmica da planta. Entretanto, foram obtidas tais equações pela análise do conversor ideal, considerando um modelo sem perdas. Com o intuito de obter-se um modelo com perdas, insere-se algumas não idealidades no circuito apresentando na Figura 29. Considerando as resistências internas dos indutores, obtém-se o circuito apresentado na Figura 30.

Figura 30 – Topologia do conversor CC-CC Cúk Bidirecional no sentido reverso de operação, modelo com perdas



Fonte: Autoria Própria

Realizando a análise das duas etapas de operação, do circuito com perdas, obtém-se as equações (4.68) a (4.71), referentes ao valor médio da tensão nos indutores e ao valor médio da corrente nos capacitores.

A equação do valor médio da tensão no indutor L é definida pela equação

(4.68).

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_C(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s} - R_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s}) * d(t) - (\langle v(t) \rangle_{T_s} + R_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.68)$$

A equação do valor médio da tensão no indutor L₃ é definida pela equação

(4.69).

$$L_3 \frac{d\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_3(t) \rangle_{T_s} - R_{L3} \langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}) * d(t) + (\langle v_3(t) \rangle_{T_s} - 2\langle v_C(t) \rangle_{T_s} - R_{L3} \langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}) * d'(t) \quad (4.69)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C é definida pela equação

(4.70).

$$C \frac{d\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_L(t) \rangle_{T_s} * d(t) + \langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s} * d'(t) \quad (4.70)$$

A equação do valor médio da corrente no capacitor C_o é definida pela equação

(4.71).

$$C_o \frac{d\langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{2\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (4.71)$$

Aplicando as perturbações nas equações (4.68) a (4.71) e após simplificar as equações resultantes, e desprezando as componentes não lineares, obtém-se as equações (4.72) a (4.75). Considera-se que a fonte V_3 é isenta de perturbação.

A equação dinâmica da tensão no indutor L é definida em (4.72).

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = D * \hat{v}_C - R_L * \hat{i}_L + V_C * \hat{d} - \hat{v} \quad (4.72)$$

A equação dinâmica da tensão no indutor L_3 é definida em (4.73).

$$L_3 \frac{d\hat{i}_{L3}}{dt} = (2D - 2) * \hat{v}_C + 2V_C * \hat{d} - R_{L3} * \hat{i}_{L3} \quad (4.73)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C é definida em (4.74).

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = (1 - D) * \hat{i}_{L3} + (-I_L - I_{L3}) * \hat{d} - \hat{i}_L * D \quad (4.74)$$

A equação dinâmica da corrente no capacitor C_o é definida em (4.75).

$$C_o \frac{d\hat{v}}{dt} = \hat{i}_L - \frac{2\hat{v}}{R} \quad (4.75)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.72) a (4.75), obtém-se as equações (4.76) a (4.79).

$$L * \hat{i}_L(s) * s = D * \hat{v}_C(s) - R_L * \hat{i}_L(s) + V_C * \hat{d}(s) - \hat{v}(s) \quad (4.76)$$

$$L_3 * \hat{i}_{L3}(s) * s = (2D - 2) * \hat{v}_C(s) + 2V_C * \hat{d}(s) - R_{L3} * \hat{i}_{L3}(s) \quad (4.77)$$

$$C * \hat{v}_C(s) * s = (1 - D) * \hat{i}_{L3}(s) + (-I_L - I_{L3}) * \hat{d}(s) - \hat{i}_L(s) * D \quad (4.78)$$

$$C_o * \hat{v}(s) * s = \hat{i}_L(s) - \frac{2\hat{v}(s)}{R} \quad (4.79)$$

Resolvendo e simplificando o sistema linear composto pelas equações (4.76) a (4.79) obtém-se a equação (4.80), a qual representa a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a equação (4.81), a qual representa a função de transferência da corrente no indutor L_3 em função da razão cíclica para o modelo com perdas.

$$FT_{11} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.80)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = R.C.L_3.V_C$$

$$A_1 = R.(-L_3.(I_L + I_{L3}).D + C.V_C.R_{L3})$$

$$A_0 = R.((-I_L - I_{L3}).R_{L3} - 2.V_C).D + 2.V_C$$

$$B_4 = C.C_o.L.L_3.R$$

$$B_3 = (C_0 \cdot (L \cdot R_{L3} + L_3 \cdot R_L) \cdot R + 2 \cdot L \cdot L_3) \cdot C$$

$$B_2 = 2 \cdot R \cdot C_0 \cdot (L + (1/2) \cdot L_3) \cdot D^2 - 4 \cdot C_0 \cdot D \cdot L \cdot R + ((C \cdot R_L \cdot R_{L3} + 2 \cdot L) \cdot C_0 + C \cdot L_3) \cdot R + 2 \cdot C \cdot (L \cdot R_{L3} + L_3 \cdot R_L)$$

$$B_1 = (2 \cdot C_0 \cdot (R_L + (1/2) \cdot R_{L3}) \cdot R + 4 \cdot L + 2 \cdot L_3) \cdot D^2 + (-4 \cdot C_0 \cdot R \cdot R_L -$$

$$8 \cdot L) \cdot D + (C \cdot R_{L3} + 2 \cdot C_0 \cdot R_L) \cdot R + 2 \cdot C \cdot R_L \cdot R_{L3} + 4 \cdot L$$

$$B_0 = (2 \cdot R + 4 \cdot R_L + 2 \cdot R_{L3}) \cdot D^2 + (-4 \cdot R - 8 \cdot R_L) \cdot D + 2 \cdot R + 4 \cdot R_L$$

$$FT_{12} = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.81)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 2 \cdot C \cdot C_0 \cdot L \cdot R \cdot V_c$$

$$A_2 = (2 \cdot (-L \cdot (I_L + I_{L3}) \cdot D + C \cdot R_L \cdot V_c + L \cdot (I_L + I_{L3}))) \cdot C_0 \cdot R + 4 \cdot L \cdot C \cdot V_c$$

$$A_1 = (-2 \cdot ((I_L + I_{L3}) \cdot R_L - V_c)) \cdot C_0 \cdot D + (2 \cdot (I_L + I_{L3}) \cdot R_L \cdot C_0 + 2 \cdot C \cdot V_c) \cdot R -$$

$$4 \cdot L \cdot (I_L + I_{L3}) \cdot D + 4 \cdot C \cdot R_L \cdot V_c + 4 \cdot L \cdot (I_L + I_{L3})$$

$$A_0 = -2 \cdot (I_L + I_{L3}) \cdot (D - 1) \cdot R + ((-4 \cdot I_L - 4 \cdot I_{L3}) \cdot R_L + 4 \cdot V_c) \cdot D + (4 \cdot (I_L + I_{L3})) \cdot R_L$$

$$B_4 = C \cdot C_0 \cdot L \cdot L_3 \cdot R$$

$$B_3 = (C_0 \cdot (L \cdot R_{L3} + L_3 \cdot R_L) \cdot R + 2 \cdot L \cdot L_3) \cdot C$$

$$B_2 = 2 \cdot R \cdot C_0 \cdot (L + (1/2) \cdot L_3) \cdot D^2 - 4 \cdot C_0 \cdot D \cdot L \cdot R + ((C \cdot R_L \cdot R_{L3} + 2 \cdot L) \cdot C_0 + C \cdot L_3) \cdot R + 2 \cdot C \cdot (L \cdot R_{L3} + L_3 \cdot R_L)$$

$$B_1 = (2 \cdot C_0 \cdot (R_L + (1/2) \cdot R_{L3}) \cdot R + 4 \cdot L + 2 \cdot L_3) \cdot D^2 + (-4 \cdot C_0 \cdot R \cdot R_L -$$

$$8 \cdot L) \cdot D + (C \cdot R_{L3} + 2 \cdot C_0 \cdot R_L) \cdot R + 2 \cdot C \cdot R_L \cdot R_{L3} + 4 \cdot L$$

$$B_0 = (2 \cdot R + 4 \cdot R_L + 2 \cdot R_{L3}) \cdot D^2 + (-4 \cdot R - 8 \cdot R_L) \cdot D + 2 \cdot R + 4 \cdot R_L$$

4.4 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA NO SENTIDO REVERSO

Com o intuito de validar as funções de transferência do sentido reverso de operação, obtidas nas análises dos modelos sem perdas, apresentadas nas equações (4.64) e (4.66), utilizam-se os valores apresentados na Tabela 7. Efetuando as devidas substituições nas equações (4.64) e (4.66), obtém-se as equações (4.82) e (4.83).

$$FT_7 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^1 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^1 + B_1 * s + B_0} \quad (4.82)$$

Onde as constantes são:

$$A_4 = 10,589 \cdot 10^{-15}$$

$$A_3 = -3,294 \cdot 10^{-12}$$

$$A_2 = 552,162 \cdot 10^{-9}$$

$$A_1 = -166,044 \cdot 10^{-6}$$

$$A_0 = 929,847 \cdot 10^{-3}$$

$$B_6 = 379,886 \cdot 10^{-27}$$

$$B_5 = 6,078 \cdot 10^{-21}$$

$$B_4 = 38,718 \cdot 10^{-18}$$

$$B_3 = 316,930 \cdot 10^{-15}$$

$$B_2 = 1,008 \cdot 10^{-9}$$

$$B_1 = 533,713 \cdot 10^{-9}$$

$$B_0 = 1,067 \cdot 10^{-3}$$

$$FT_9 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.83)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 826,531 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = -2,571$$

$$A_0 = 28,8 \cdot 10^3$$

$$B_4 = 29,651 \cdot 10^{-15}$$

$$B_3 = 237,206 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 2,509 \cdot 10^{-6}$$

$$B_1 = 8,265 \cdot 10^{-3}$$

$$B_0 = 33,061$$

Tabela 7 – Grandezas utilizadas para validação das funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e da corrente do indutor L_3 pela razão cíclica

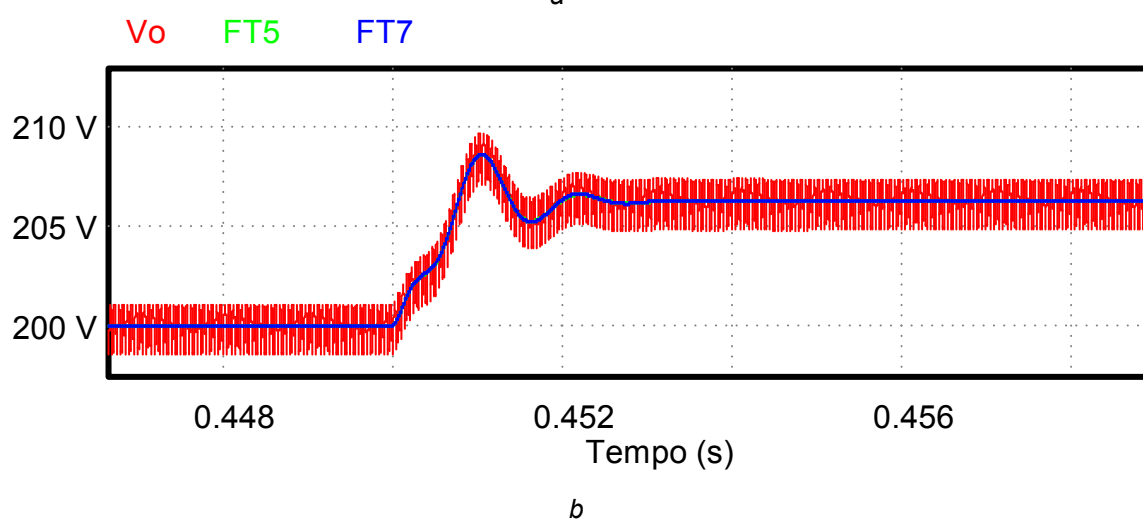
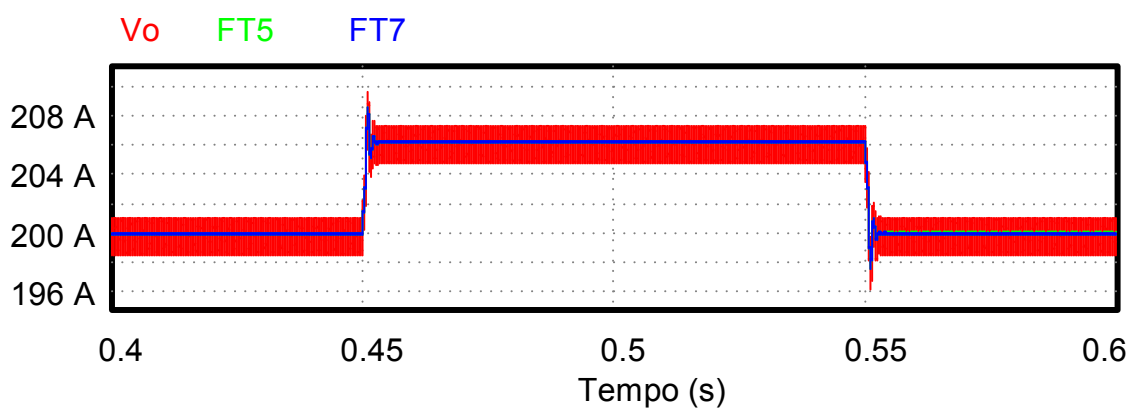
Grandeza	Valor
Carga (R)	40 Ω
Resistência Indutor L (R_L)	1 Ω
Resistência Indutor L3 (R_{L3})	1 Ω
Banco Capacitivo 1 (C_{01})	6,25 μ F
Banco Capacitivo 2 (C_{02})	6,25 μ F
Indutor L ₁	3,214mH
Indutor L ₂	3,214mH
Indutor L ₃	11,571mH
Corrente média do Indutor L ₁ (I_{L1})	5A
Corrente média do Indutor L ₂ (I_{L2})	5A
Corrente média do Indutor L ₃ (I_{L3})	2,7778A
Capacitor C ₁	3,189 μ F
Capacitor C ₂	3,189 μ F
Tensão média sobre o capacitor C ₁ (V_{C1})	280V
Tensão média sobre o capacitor C ₂ (V_{C2})	280V
Razão cíclica (D)	0,35714

Fonte: Aatoria Própria

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.82) e (4.83), foi aplicado uma variação de 2% da razão cíclica sobre estas funções, realizando-se a simulação numérica, obtém-se a Figura 31. Observa-se que as funções de transferência de sexta ordem (FT₇) e de quarta ordem (FT₉), aproximam-se da dinâmica da planta. Portanto, ambas as equações estão validadas, por apresentarem dinâmicas correspondentes com a dinâmica da planta.

Figura 31 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido reverso

(a) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo



Fonte: Autoria Própria

Efetuada as devidas substituições nas equações (4.65) e (4.67), obtém-se as equações (4.84) e (4.85).

$$FT_8 = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_5 * s^5 + A_4 * s^4 + A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_6 * s^6 + B_5 * s^5 + B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.84)$$

Onde as constantes são:

$$A_5 = 91,923.10^{-24}$$

$$A_4 = 1,25.10^{-18}$$

$$A_3 = 17,617.10^{-15}$$

$$A_2 = 129,036.10^{-12}$$

$$A_1 = 740,251.10^{-9}$$

$$A_0 = 3,189.10^{-3}$$

$$B_6 = 1,899.10^{-27}$$

$$B_5 = 15,195.10^{-24}$$

$$B_4 = 278,921.10^{-21}$$

$$B_3 = 1,475.10^{-15}$$

$$B_2 = 12,119.10^{-12}$$

$$B_1 = 32,945.10^{-9}$$

$$B_0 = 131,781.10^{-6}$$

$$FT_{10} = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.85)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 1,435.10^{-9}$$

$$A_2 = 19,515.10^{-6}$$

$$A_1 = 185,714.10^{-3}$$

$$A_0 = 800$$

$$B_4 = 29,651.10^{-15}$$

$$B_3 = 237,206.10^{-12}$$

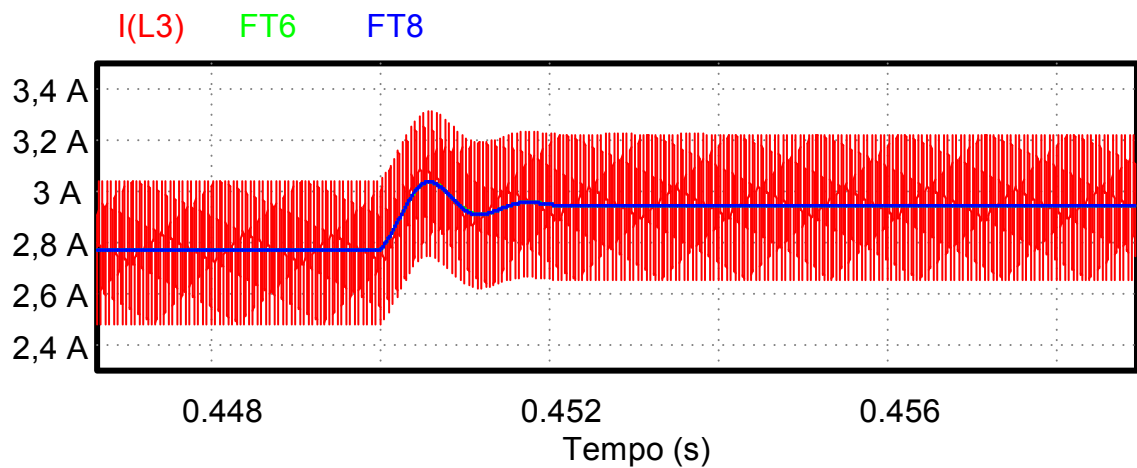
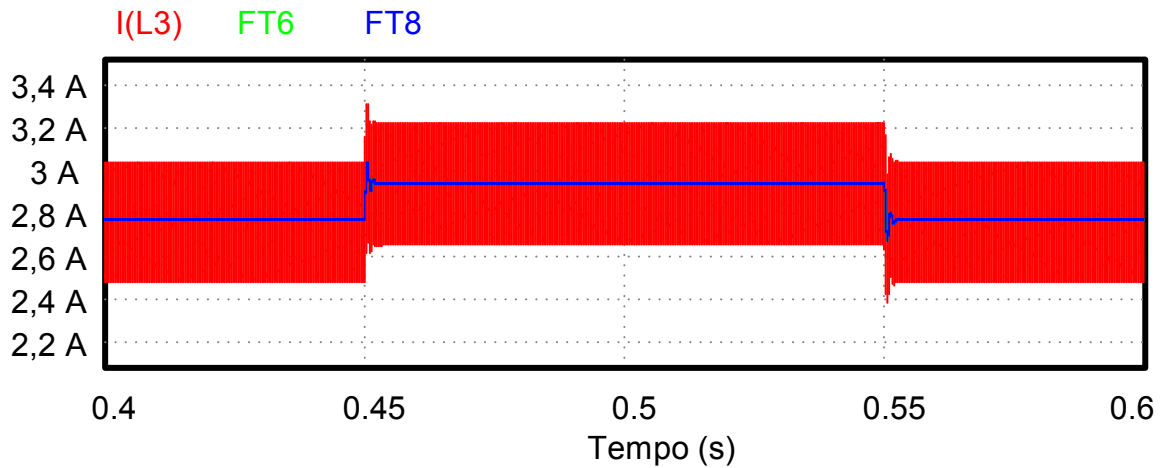
$$B_2 = 2,509.10^{-6}$$

$$B_1 = 8,265.10^{-3}$$

$$B_0 = 33,061$$

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.84) e (4.85), foi aplicado uma variação de 2% da razão cíclica sobre estas funções. Realizando-se a simulação numérica, obtém-se a Figura 32. Observa-se que as funções de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica de sexta ordem (FT_8) e quarta ordem (FT_{10}), apresentam comportamento semelhante com a dinâmica da planta, sendo assim, estão validadas.

Figura 32 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica no sentido reverso
(a) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo



Fonte: Autoria Própria

Com o intuito de validar as funções de transferência do sentido reverso de operação, obtidas na análise do modelo com perdas, apresentadas nas equações (4.80) e (4.81), utilizam-se os valores apresentados na Tabela 7. Efetuando as devidas substituições nas equações (4.80) e (4.81), obtêm-se as equações (4.86) e (4.87).

$$FT_{11} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.86)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 413,265 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = -1,25$$

$$A_0 = 14,289.10^3$$

$$B_4 = 29,651.10^{-15}$$

$$B_3 = 248,993.10^{-12}$$

$$B_2 = 2,604.10^{-6}$$

$$B_1 = 8,638.10^{-3}$$

$$B_0 = 34,969$$

$$FT_{12} = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (4.87)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 1,435.10^{-9}$$

$$A_2 = 19,962.10^{-6}$$

$$A_1 = 191,786.10^{-3}$$

$$A_0 = 820$$

$$B_4 = 29,651.10^{-15}$$

$$B_3 = 248,993.10^{-12}$$

$$B_2 = 2,604.10^{-6}$$

$$B_1 = 8,638.10^{-3}$$

$$B_0 = 34,969$$

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.86) e (4.87), foi aplicado uma variação de 2% da razão cíclica sobre estas funções. Realizando-se a simulação numérica, obtém-se a Figura 33 referente a validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica e a Figura 34 referente a validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica. Observa-se que ambas funções de transferência, (FT_{11}) e (FT_{12}), aproximam-se da dinâmica da planta. Portanto, ambas as equações do modelo com perdas, estão validadas, por apresentarem dinâmicas correspondentes com a dinâmica da planta.

Figura 33 – Validação da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica no sentido reverso, modelo com perdas
(a) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo

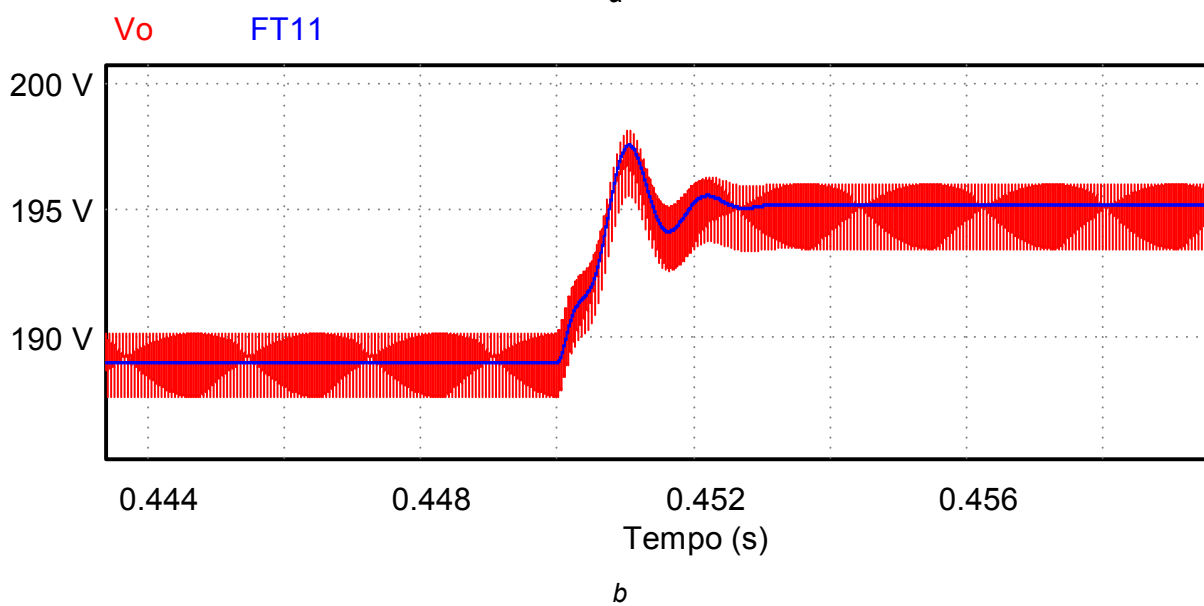
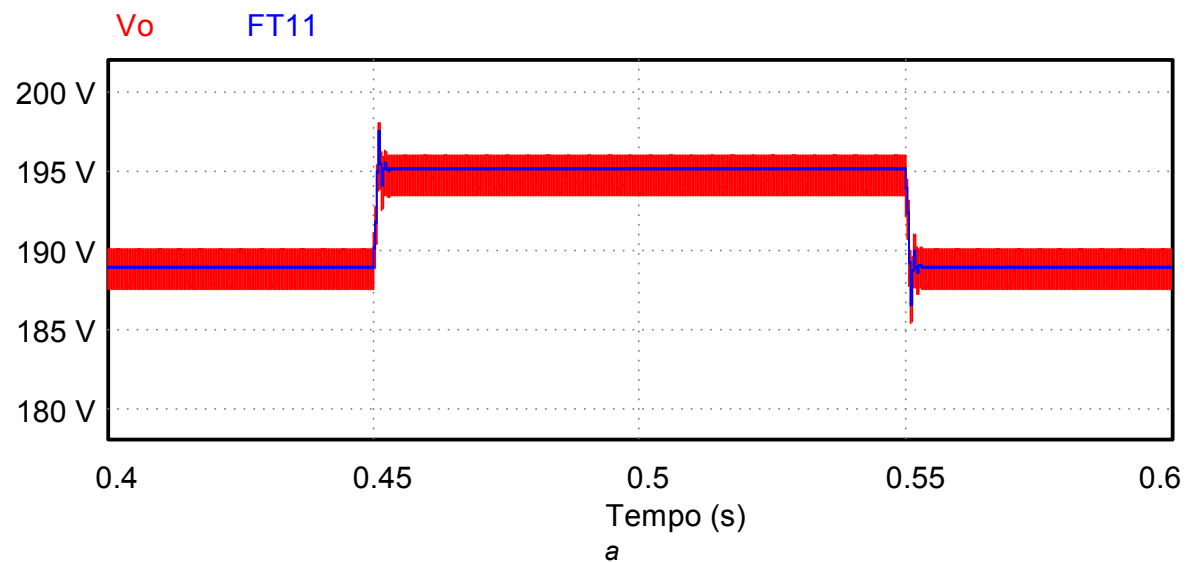
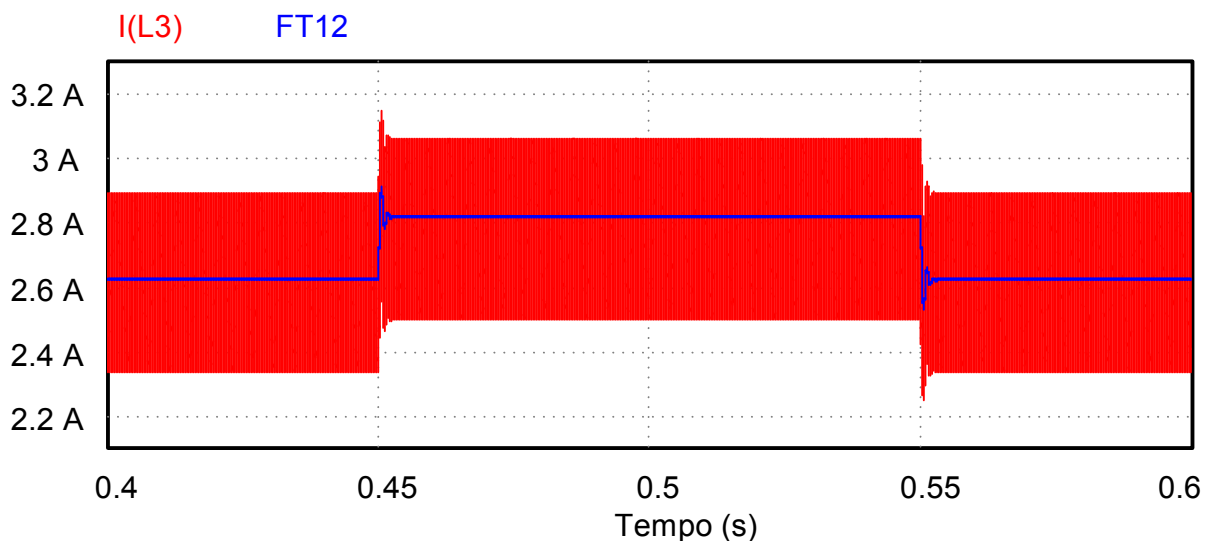
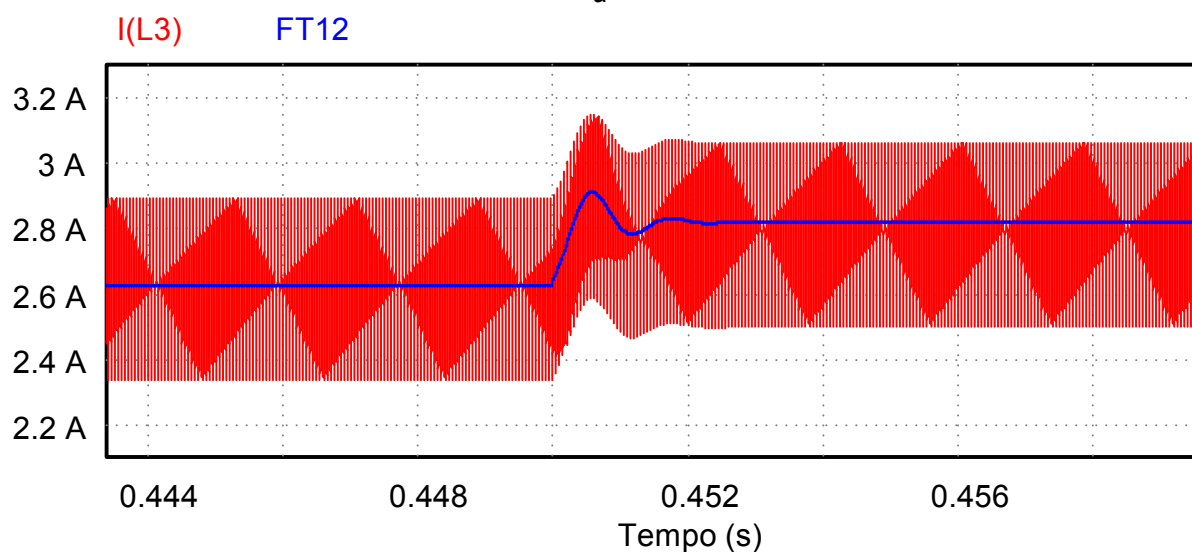


Figura 34 – Validação da função de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica no sentido reverso, modelo com perdas
(a) Validação completa apresentando os dois degraus, (b) Validação com detalhe no degrau positivo



a



b

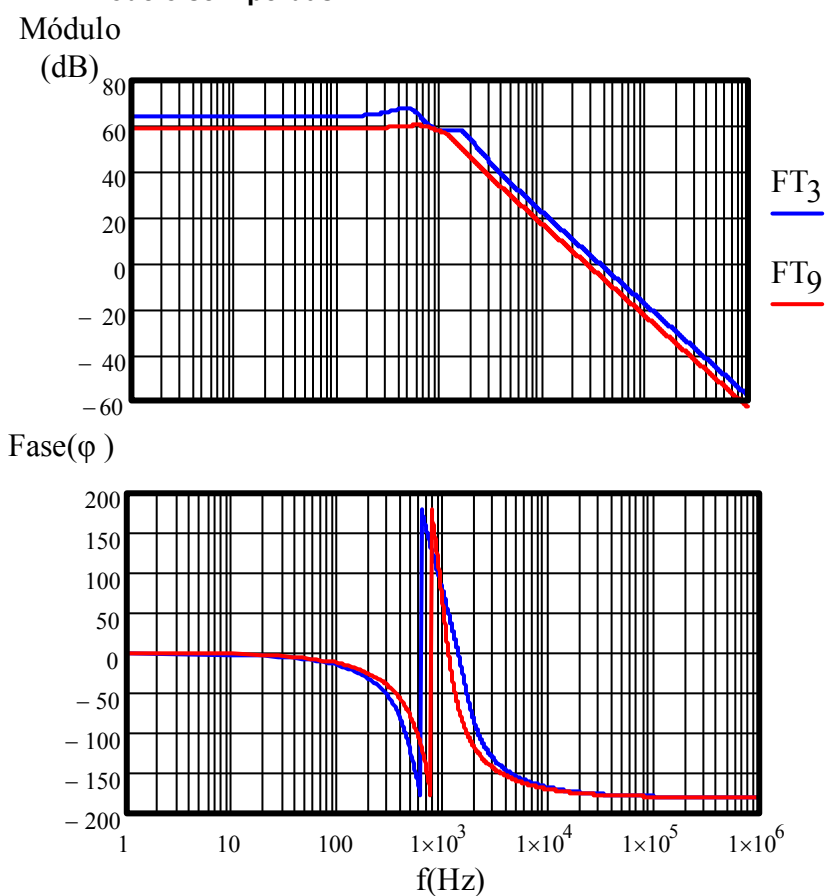
Para efeito de comparação, as funções de transferência das plantas de tensão e de corrente em ambos os sentidos de operação, foram observadas através dos seus respectivos diagramas de Bode. A análise foi realizada considerando o modelo ideal, sem perdas e o modelo com perdas.

Na Figura 35, apresentam-se os diagramas de Bode das funções de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica, no sentido direto de operação (FT_3) e no sentido reverso de operação (FT_9), obtidas pela análise do modelo sem perdas.

Na Figura 36, apresentam-se os diagramas de Bode das funções de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica, no sentido direto de operação (FT_5) e no sentido reverso de operação (FT_{11}), obtidas pela análise do modelo com perdas.

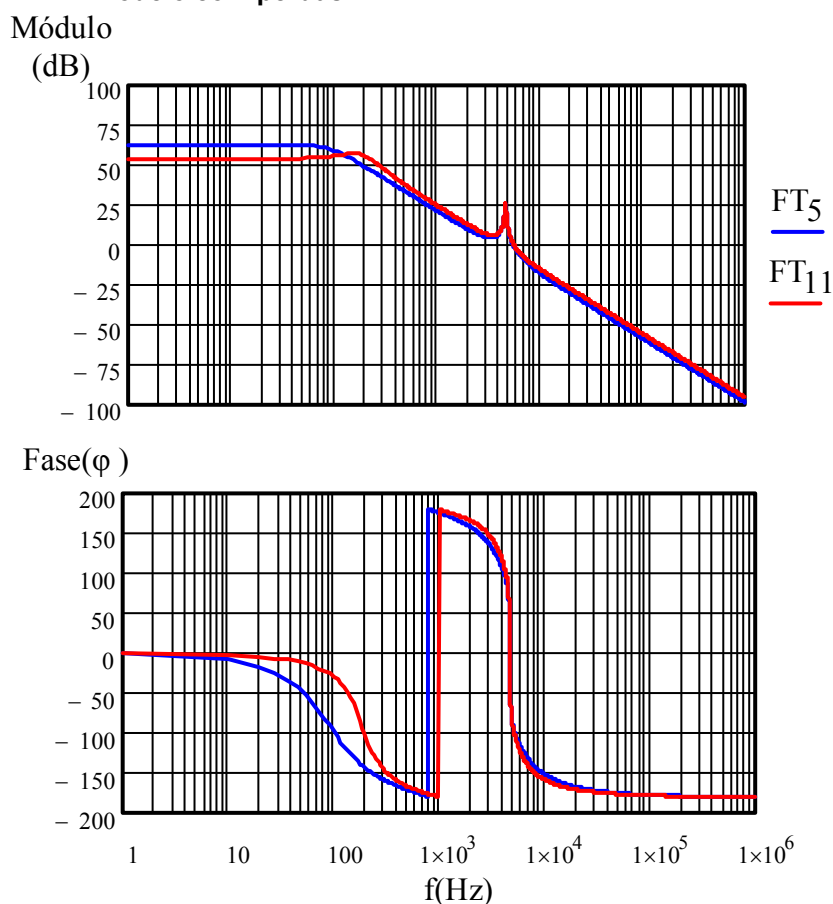
Pode concluir que as funções de transferência possuem um comportamento muito similar.

Figura 35 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de tensão, modelo sem perdas



Fonte: Autoria Própria

Figura 36 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de tensão, modelo com perdas



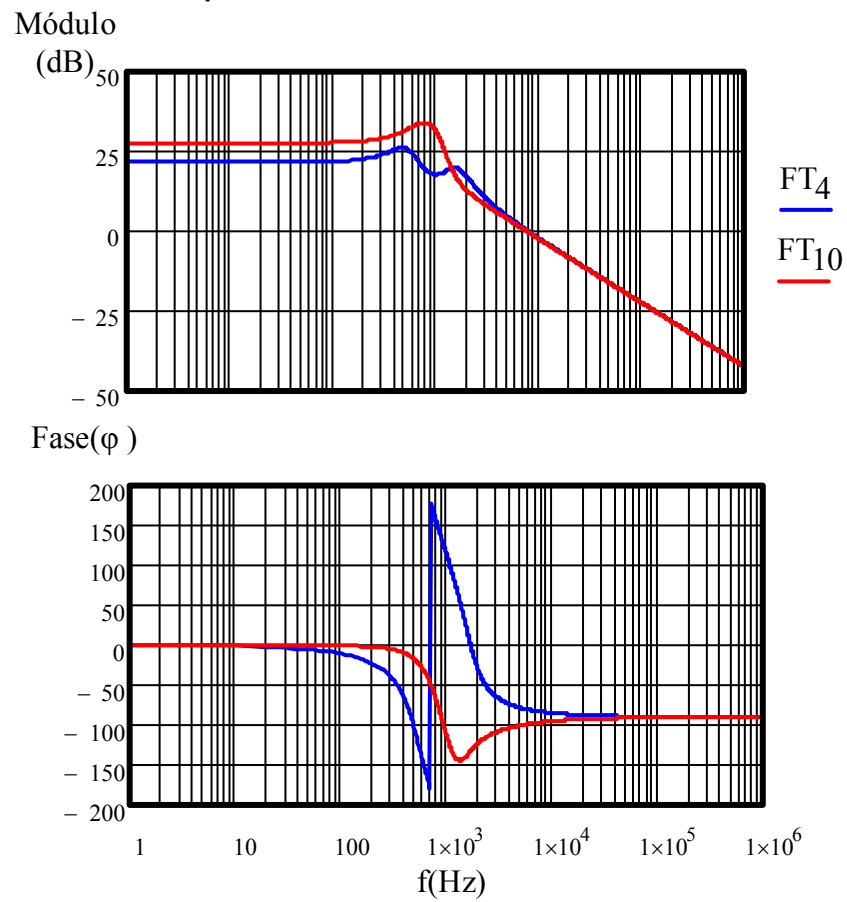
Fonte: Autoria Própria

Na Figura 37, apresentam-se os diagramas de Bode das funções de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica, no sentido direto de operação (FT_4) e no sentido reverso de operação (FT_{10}), obtidas pela análise do modelo sem perdas.

Na Figura 38, apresentam-se os diagramas de Bode das funções de transferência da corrente sobre o indutor L_3 em função da razão cíclica, no sentido direto de operação (FT_6) e no sentido reverso de operação (FT_{12}), obtidas pela análise do modelo com perdas.

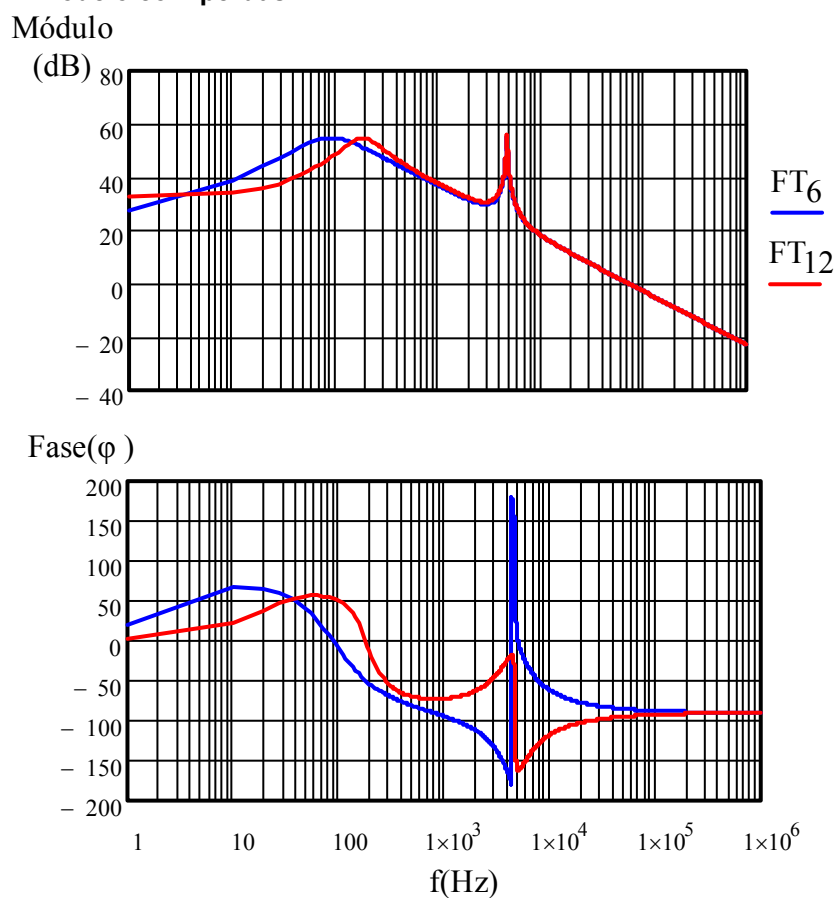
Observa-se no modelo sem perdas e no modelo com perdas, que o comportamento das funções de transferência é similar em relação ao gráfico do módulo e ligeiramente diferente em relação ao gráfico da fase. Devido a dinâmica da planta no sentido direto, observa-se uma mudança brusca de fase, o qual não é observado no sentido reverso.

Figura 37 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de corrente, modelo sem perdas



Fonte: Autoria Própria

Figura 38 – Diagramas de Bode das funções de transferência das plantas de corrente, modelo com perdas

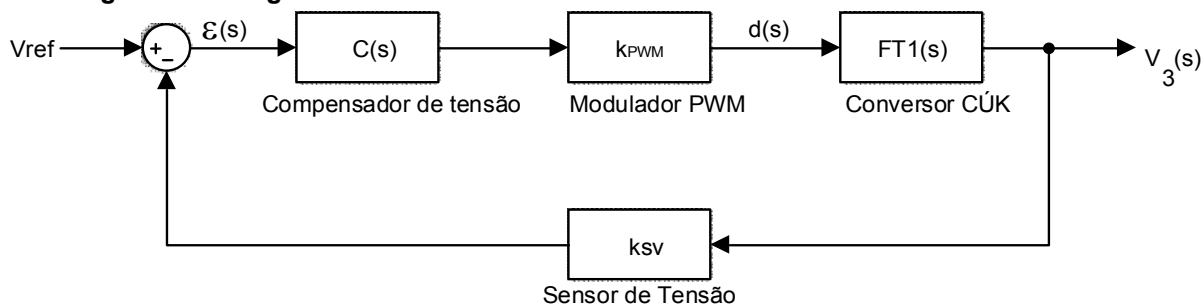


Fonte: Autoria Própria

4.5 SISTEMA DE CONTROLE

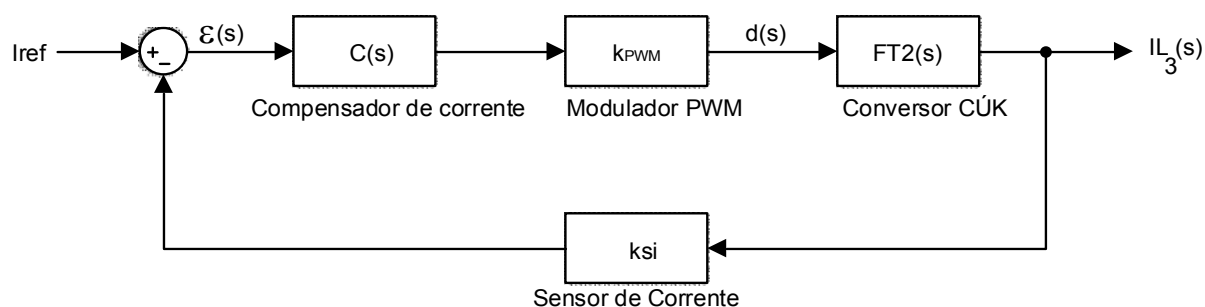
O circuito de controle da tensão de saída do conversor Cúk bidirecional segue o diagrama de blocos apresentado na Figura 39, e o controle da corrente no indutor L_3 segue o diagrama de blocos apresentado na Figura 40.

Figura 39 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão



Fonte: Autoria Própria

Figura 40 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente

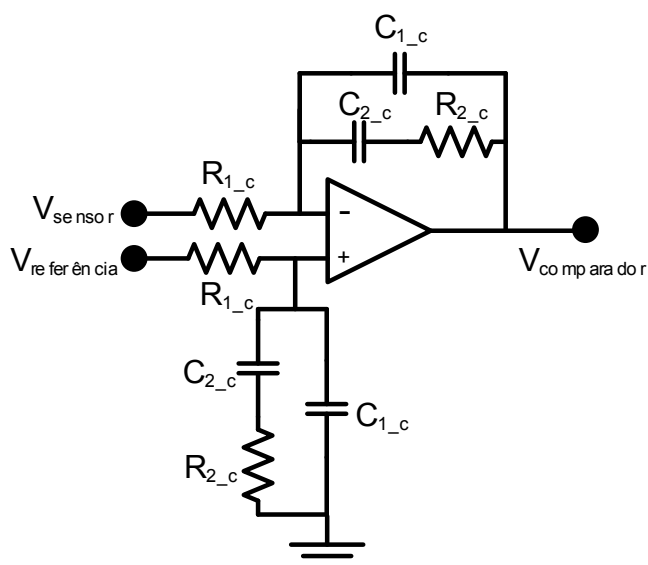


Fonte: Autoria Própria

Para uma aplicação em malha fechada considerando carga RC é realizado o controle da tensão de saída e da corrente sobre o indutor L_3 , pois, ambos os controles se fazem necessários pensando em uma aplicação futura do método de carga com corrente constante/tensão constante (CC/CV). A fim de implementar estes sistemas de controle, se optou em utilizar um controlador proporcional integral com filtro. Este controlador foi escolhido pelo fato deste apresentar erro nulo em regime permanente para entrada em degrau, além de auxiliar na filtragem de ruídos.

Na Figura 41 apresenta-se a estrutura do controlador utilizado, e a equação (4.88) representa a sua função de transferência.

Figura 41 – Circuito de controle PI com filtro



Fonte: Autoria Própria

$$Hv(f) = k_H * \frac{(s(f) + 2\pi * fz)}{s(f) * (s(f) + 2\pi * fp)} \quad (4.88)$$

Este controlador apresenta dois polos e um zero, sendo um destes um polo alocado na origem, o outro polo e o zero são ajustados a fim de obter a melhor resposta do sistema para as especificações estipulados no projeto. A equação (4.89) apresenta como o ganho do compensador é calculado.

$$k_H = \frac{1}{|G_v(fc)| * |H_{vsk}(fc)| * ks * k_{PWM}} \quad (4.89)$$

Para se obter o valor do ganho k_H , se faz necessário os dados de outras variáveis apresentadas na equação (4.89), como $|G_v(fc)|$, que representa o módulo da função de transferência da planta na frequência de corte, $|H_{vsk}(fc)|$ que representa o módulo da função de transferência do controlador sem ganho na frequência de corte, ks , o ganho do sensor (tensão ou corrente) e por fim k_{PWM} que representa o ganho do modulador PWM.

Após obter a equação do controlador pode-se obter os valores dos resistores e capacitores do controlador.

Inicialmente define-se um valor para o resistor R_{1_c} . Para obter o valor do capacitor C_{1_c} , utiliza-se a equação (4.90), após definir o valor da capacitância comercial mais próxima da calculada, utiliza-se a equação (4.91) para obter o valor do capacitor C_{2_c} . Novamente se adota o valor comercial mais próximo do calculado e

por fim utiliza-se a equação (4.92), para obter o valor do resistor R2_c. Por fim, se define o valor comercial deste resistor e pode-se utilizar os valores obtidos para implementar o controlador PI com filtro, utilizando amplificador operacional.

$$C1_c = \frac{1}{k_H * R1_c} \quad (4.90)$$

$$C2_c = C1_c * \left(\frac{f_p}{f_z} - 1 \right) \quad (4.91)$$

$$R2_c = \frac{1}{2\pi * f_z * C2_c} \quad (4.92)$$

4.5.1 Ganho do Modulador

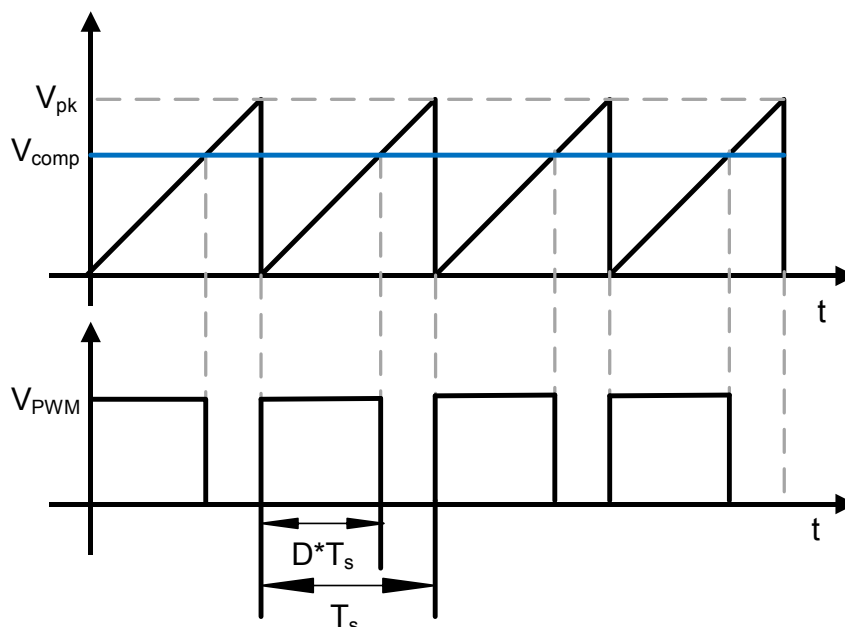
Os pulsos de comando gerados para os interruptores são oriundos da comparação entre o sinal da saída do controlador e o sinal dente de serra, da portadora, como pode-se observar na Figura 42. Nota-se que o sinal dente de serra apresenta um valor máximo, denominado como V_{pk} . A partir disto, apresenta-se na equação (4.93) o valor do ganho do modulador, esta equação é válida considerando que a forma de onda da dente-de-serra inicia-se em zero. Considerando a aplicação com o CI UC3525 utiliza-se a equação (4.94) para definir o valor do ganho do modulador.

$$k_{PWM} = \frac{1}{V_{Port_{m\acute{a}x}}} \quad (4.93)$$

$$k_{PWM} = \frac{1}{V_{Port_{m\acute{a}x}} - V_{Port_{min}}} \quad (4.94)$$

Nota-se que a Figura 42 representa uma pequena faixa, em alta frequência, da geração dos pulsos de comando, justificando a apresentação da variável V_{comp} em forma de uma reta.

Figura 42 – Geração dos pulsos de comando



Fonte: Autoria Própria

4.5.2 Ganho dos sensores de corrente e de tensão

Para se obter o ganho do sensor de tensão, basta dividir a tensão de referência, pela tensão de saída do conversor, como demonstrado na equação (4.95).

$$k_{sv} = \frac{V_{ref}}{V_3} \quad (4.95)$$

Para se obter o ganho do sensor de corrente, basta dividir a tensão de referência, pela corrente no indutor L_3 , como demonstrado na equação (4.96).

$$k_{si} = \frac{V_{ref}}{I_{L3}} \quad (4.96)$$

4.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se a modelagem do conversor, com todas as funções de transferência obtidas para o controle de tensão e de corrente, em ambos os sentidos de operação, considerando o modelo sem perdas e o modelo com perdas.

A fim de validar as funções de transferência obtidas, realizou-se uma simulação numérica comparando a resposta da planta com as respectivas funções de

transferência. Assim pode-se observar que as funções de transferência modeladas, representaram as variações da planta, sendo assim, validadas.

Finalmente, apresentou-se a metodologia utilizada para a realização do projeto do sistema de controle de corrente e de tensão.

5 PROJETO E RESULTADO DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Neste capítulo apresenta-se a metodologia adotada para a realização do projeto do conversor, especificações de projeto adotadas para os sentidos direto e reverso e o projeto de controle para ambos os sentidos considerando carga RC.

Os valores de grandezas obtidos são utilizados para a realização da simulação numérica e a implementação experimental do conversor.

5.1 METODOLOGIA DE PROJETO

A fim de se obter as grandezas necessárias para a implementação do projeto do conversor CC-CC Cúk bidirecional em modo de condução contínuo, apresenta-se a metodologia utilizada no projeto.

Para ambos os sentidos de operação segue-se os mesmos procedimentos. Inicialmente calcula-se o ganho estático do conversor, como já apresentado na equação (3.2) para o sentido direto e na equação (3.48) para o sentido reverso, em ambos os casos obtém-se a relação apresentada na equação (5.1)

$$M = \frac{V_3}{V_1 + V_2} \text{ ou } M = \frac{V_1 + V_2}{V_3} \quad (5.1)$$

Após obter o ganho estático se obtém a razão cíclica do conversor, apresentadas anteriormente nas equações (3.3) e (3.49) para os sentidos direto e reverso, respectivamente. Novamente apresenta-se na equação (5.2) a razão cíclica para o sentido direto e na equação (5.3) para o sentido reverso.

$$D = \frac{V_3}{V_1 + V_2 + V_3} \quad (5.2)$$

$$D = \frac{V_1 + V_2}{V_1 + V_2 + V_3} \quad (5.3)$$

Após obter estas grandezas, calculam-se as indutâncias L_1 , L_2 e L_3 , as quais foram apresentadas nas equações (3.13), (3.14) e (3.17), respectivamente, para o sentido direto e nas equações (3.61), (3.62) e (3.63) para o sentido reverso. As equações (5.4), (5.5) e (5.6) reapresentam as equações dos indutores para o sentido

direto e as equações (5.7), (5.8) e (5.9) para o sentido reverso. Nota-se que todos os indutores são obtidos a partir do critério de ondulação de corrente.

$$L_1 = \frac{V_1 * D}{\Delta i L_1 * f s} \quad (5.4)$$

$$L_2 = \frac{V_2 * D}{\Delta i L_2 * f s} \quad (5.5)$$

$$L_3 = \frac{V_3 * (1 - D)}{\Delta i L_3 * f s} \quad (5.6)$$

$$L_1 = \frac{V_3 * D}{2 * \Delta i L_1 * f s} \quad (5.7)$$

$$L_2 = \frac{V_3 * D}{2 * \Delta i L_2 * f s} \quad (5.8)$$

$$L_3 = \frac{V_3 * D}{\Delta i L_3 * f s} \quad (5.9)$$

Por fim, calculam-se as capacitâncias C_1 e C_2 , as quais foram apresentadas nas equações (3.20) e (3.21), para o sentido direto e nas equações (3.66) e (3.67) para o sentido reverso. As equações (5.10) e (5.11) reapresentam as equações dos capacitores para o sentido direto e as equações (5.12) e (5.13) para o sentido reverso. Nota-se que todos os capacitores são obtidos a partir do critério da ondulação de tensão.

$$C_1 = \frac{P_o * D}{V_3 * \Delta v C_1 * f s} \quad (5.10)$$

$$C_2 = \frac{P_o * D}{V_3 * \Delta v C_2 * f s} \quad (5.11)$$

$$C_1 = \frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * \Delta v C_1 * f s} \quad (5.12)$$

$$C_2 = \frac{P_o * (1 - D)}{V_3 * \Delta v C_2 * f s} \quad (5.13)$$

5.2 PROJETO DO CONVERSOR

Após apresentar a metodologia de projeto, apresenta-se na Tabela 8 as especificações de projeto utilizadas para ambos os sentidos de operação, direto e reverso. Com estas especificações e aplicando a metodologia apresentada na seção 5.1, obtém-se os valores dos componentes teóricos do projeto do conversor, como

apresentados na Tabela 9. Entretanto, visando obter uma simulação numérica mais próxima da implementação prática, utiliza-se os componentes apresentados na Tabela 10, os quais são os valores dos componentes a serem utilizados na implementação prática.

Tabela 8 – Especificações de projeto

Especificações	Valor
Tensão fontes V_1 e V_2	125 V
Tensão fonte V_3	360 V
Potência de saída (P_o)	2000 W
Frequência (F_s)	100 kHz
Ondulação de tensão (ΔV_{C1})	10% de V_{C1}
Ondulação de tensão (ΔV_{C2})	10% de V_{C2}
Ondulação de tensão (ΔV_{Co1})	1% de V_1
Ondulação de tensão (ΔV_{Co2})	1% de V_2
Ondulação de tensão (ΔV_{Co})	1% de V_3
Ondulação de corrente (Δi_{L1})	20% de I_{L1}
Ondulação de corrente (Δi_{L2})	20% de I_{L2}
Ondulação de corrente (Δi_{L3})	20% de I_{L3}

Fonte: Autoria Própria

Tabela 9 – Componentes calculados para o Projeto

Grandeza	Valor
Carga (R) sentido Direto	64,8 Ω
Carga (R) sentido Reverso	31,25 Ω
Banco Capacitivo (C_o) sentido Direto	385,802 nF
Banco Capacitivo (C_{o1}) sentido Reverso	1,6 μ F
Banco Capacitivo (C_{o2}) sentido Reverso	1,6 μ F
Indutor L_1	461,066 μ F
Indutor L_2	461,066 μ F
Indutor L_3	1,328 mH
Capacitor C_1	1,075 μ F
Capacitor C_2	1,075 μ F
Razão cíclica (D) sentido direto	0,59016
Razão cíclica (D) sentido reverso	0,40984

Fonte: Autoria Própria

Tabela 10 – Componentes utilizados do Projeto

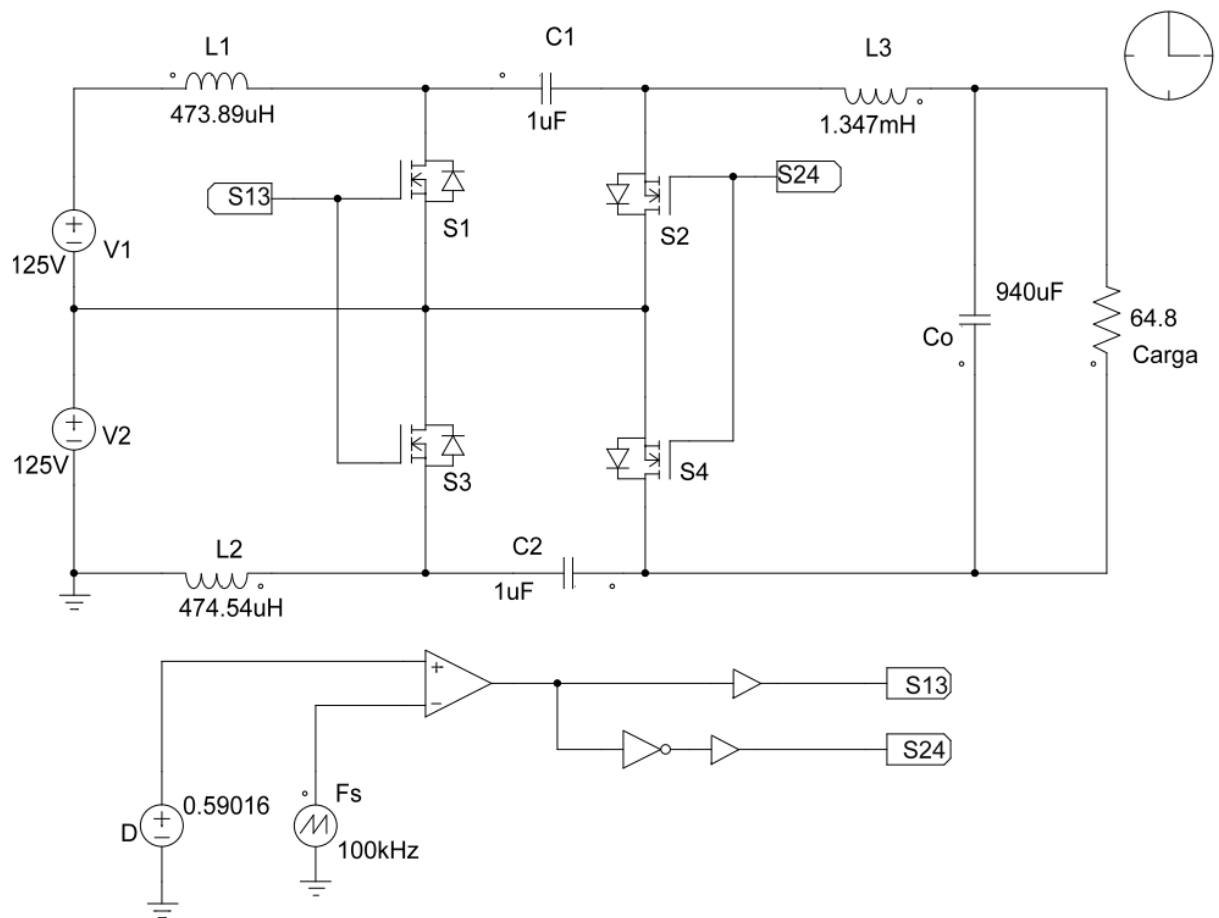
Grandeza	Valor
Carga (R) sentido Direto	64,8 Ω
Carga (R) sentido Reverso	31,25 Ω
Resistência Indutor L (R_L)	0,5 Ω
Resistência Indutor L ₃ (R_{L3})	0,5 Ω
Banco Capacitivo (C_0) sentido Direto	940 μF
Banco Capacitivo (C_{01}) sentido Reverso	940 μF
Banco Capacitivo (C_{02}) sentido Reverso	940 μF
Indutor L ₁	473,89 μF
Indutor L ₂	474,54 μF
Indutor L ₃	1,347 mH
Capacitor C ₁	1 μF
Capacitor C ₂	1 μF
Razão cíclica (D) sentido direto	0,59016
Razão cíclica (D) sentido reverso	0,40984

Fonte: Autoria Própria

5.3 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CONVERSOR EM MALHA ABERTA

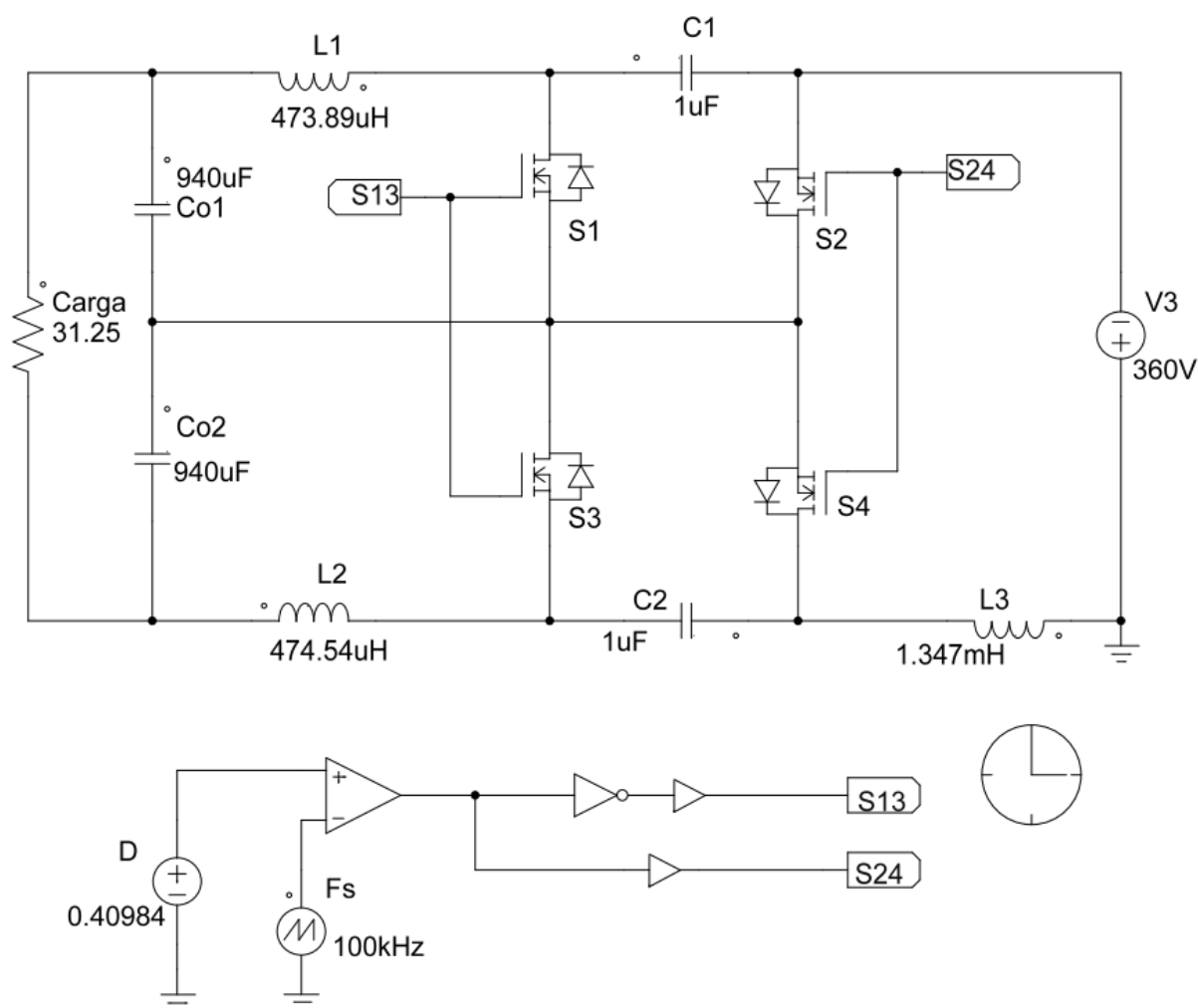
Nesta seção, apresentam-se os resultados obtidos a partir da simulação numérica do conversor em malha aberta para os sentidos de operação direto e reverso, realizada no *software PSIM*. Apresentam-se nas Figura 43 e 44, os circuitos utilizados para a realização da simulação numérica para os sentidos direto e reverso, respectivamente.

Figura 43 – Circuito utilizado para a simulação numérica para o sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Figura 44 – Circuito utilizado para a simulação numérica para o sentido reverso



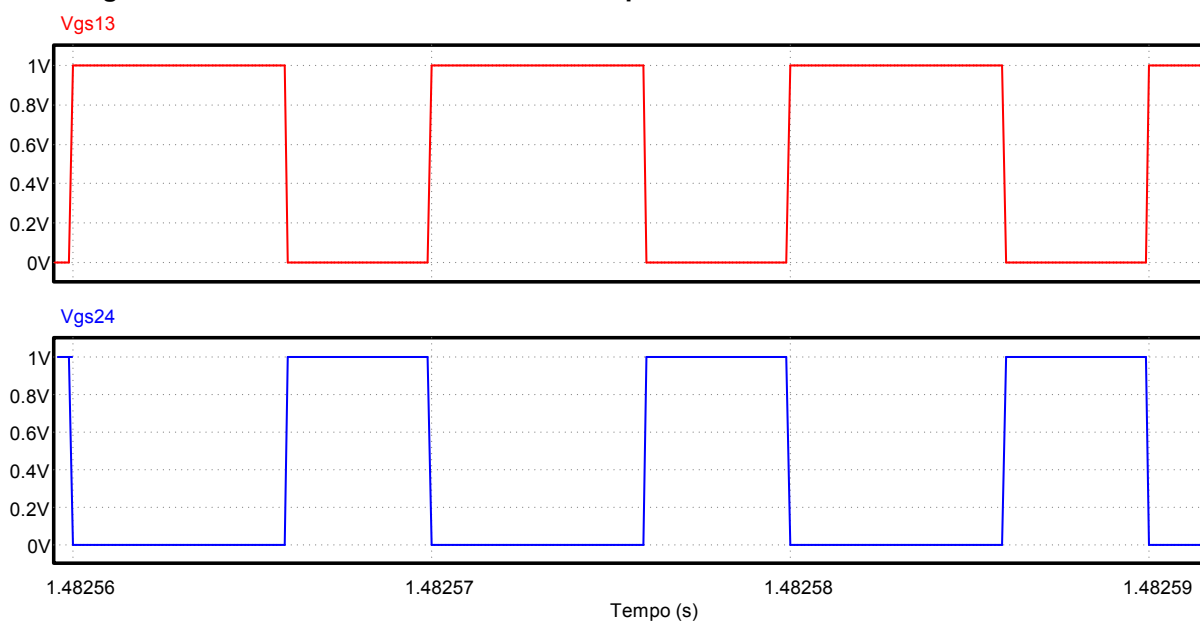
Fonte: Autoria Própria

5.3.1 Formas de onda obtidas na simulação numérica em malha aberta para o sentido direto

Nesta seção, apresentam-se os resultados obtidos em simulação do circuito do conversor para o sentido direto de operação.

Na Figura 45 são apresentados os pulsos de comando dos interruptores, como descrito na seção 3.1, na primeira etapa de operação os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir, como ilustrado pela forma de onda em vermelho e na etapa subsequente, os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir, de forma complementar, como representado pela forma de onda em azul.

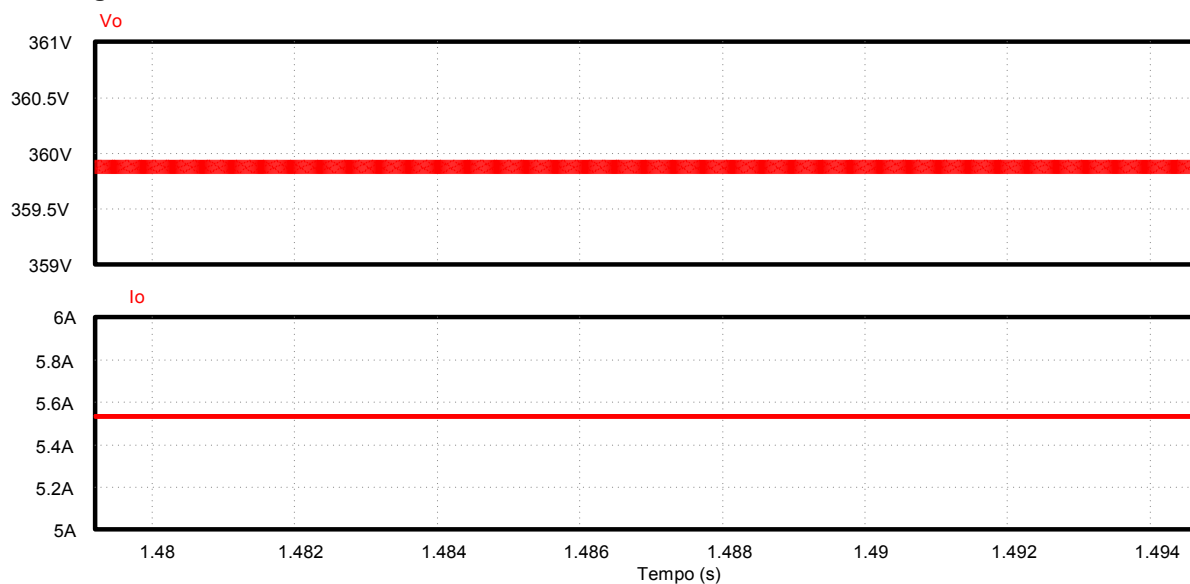
Figura 45 – Pulsos de comando dos interruptores no sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 46 apresenta-se a tensão e a corrente de saída, neste sentido de operação a tensão média na saída é igual a 359,886 V e a corrente média na saída é igual a 5,554 A. Sendo assim, a potência entregue a carga é de aproximadamente 2 kW, como projetado.

Figura 46 – Tensão e corrente de saída no sentido direto

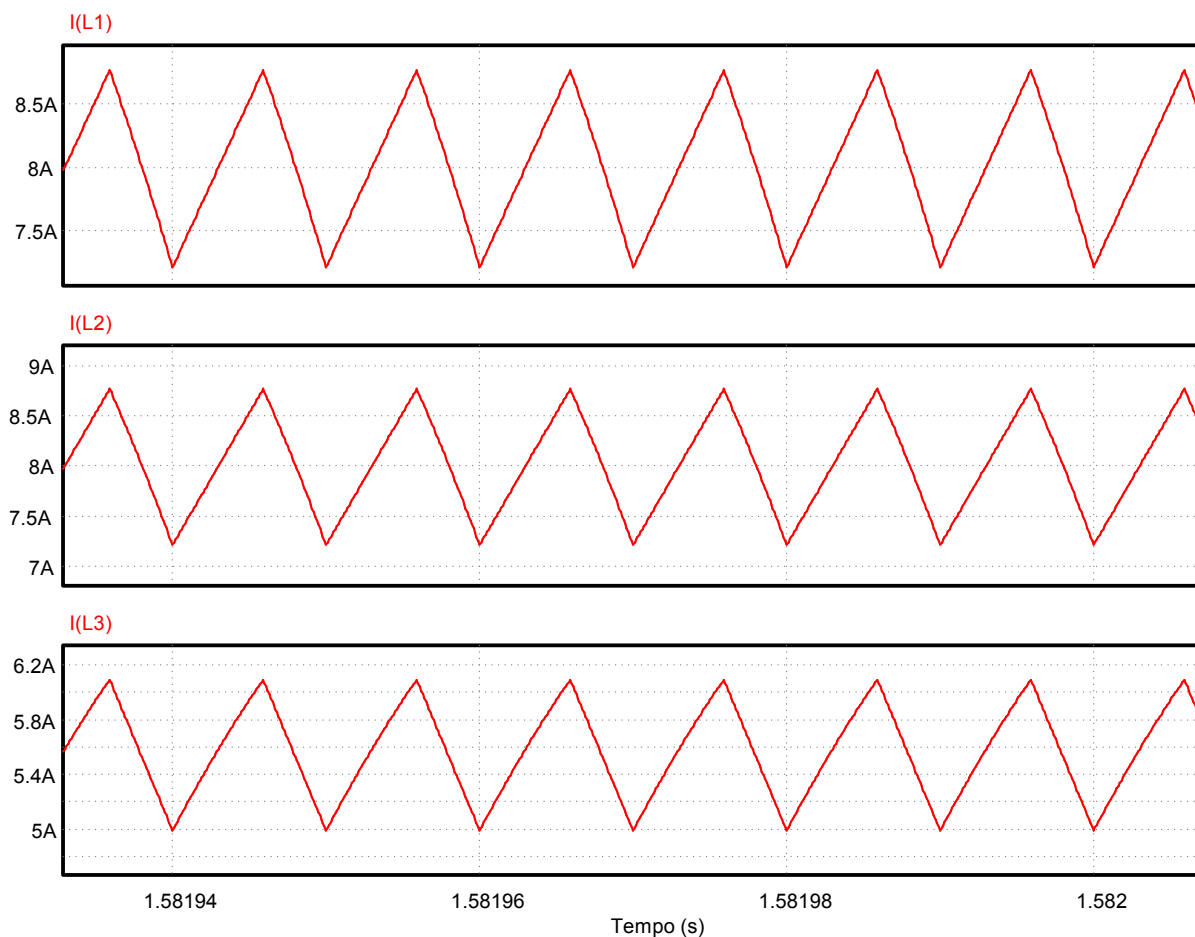


Fonte: Autoria Própria

A Figura 47 apresenta as formas de onda das correntes nos indutores L₁, L₂ e L₃. Os valores médios das correntes nos indutores L₁, L₂ e L₃ obtidos na simulação numérica são iguais à 8 A, 8 A e 5,556 A, respectivamente e os valores das

ondulações de corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são iguais à 1,56 A o que representa 19,5% do valor da corrente média do indutor L_1 , 1,56 A (19,5% do valor da corrente média do indutor L_2) e 1,1 A (19,8% do valor da corrente média do indutor L_3). Os valores obtidos na simulação numérica se aproximaram dos valores teóricos.

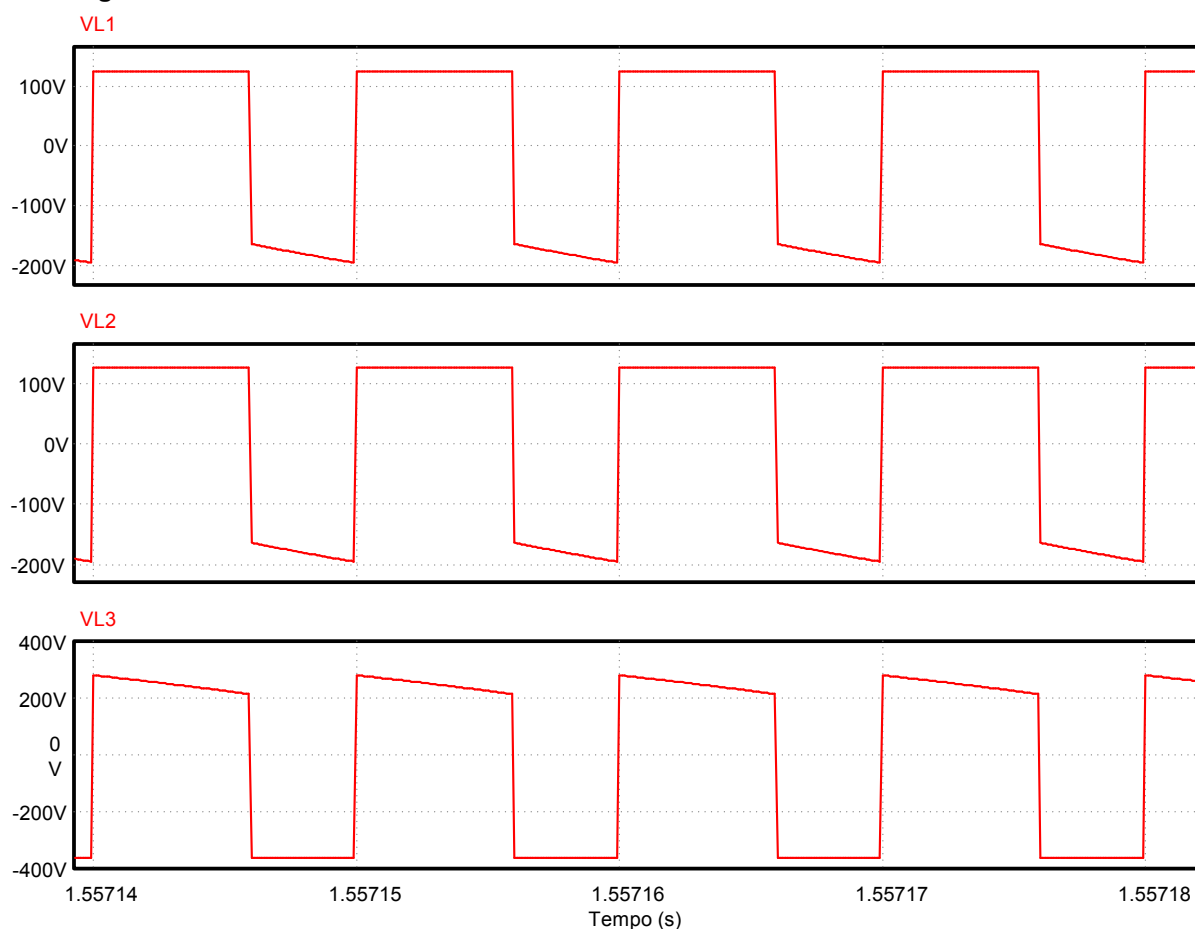
Figura 47 – Corrente sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 48 apresenta-se a tensão sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3 . Nesta figura, observa-se que durante a primeira etapa de operação a tensão sobre os indutores L_1 e L_2 é igual a tensão de entrada V_1 para L_1 e V_2 para L_2 , enquanto na segunda etapa de operação a tensão sobre estes indutores é igual ao negativo da tensão de saída sobre dois ($-V_o/2$). No caso do indutor L_3 , durante a primeira etapa de operação, a tensão sobre ele é igual a soma das tensões V_1 e V_2 (V_1+V_2), enquanto na segunda etapa de operação a tensão sobre este indutor é igual ao negativo da tensão de saída ($-V_o$), como apresentado na Figura 5 da seção 3.2.

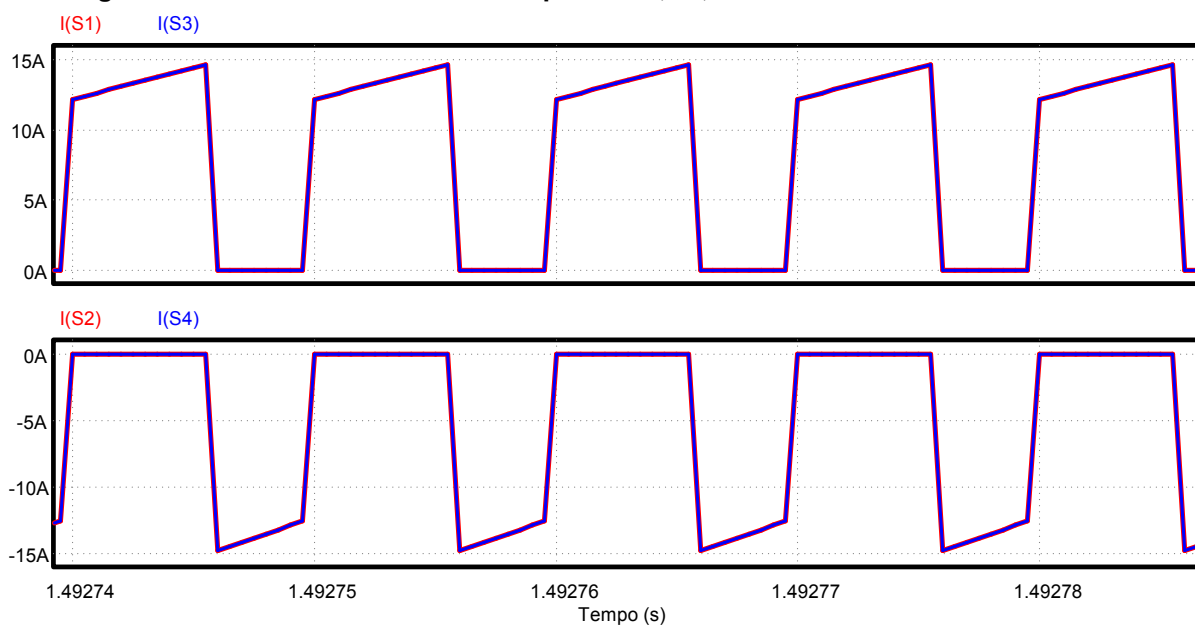
Figura 48 – Tensão sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 49 apresenta-se a corrente sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . Utilizando o *software PSIM* sabe-se que a corrente média sobre os interruptores S_1 e S_3 é igual a 8,08 A, a corrente máxima é igual a 14,69 A e a corrente eficaz é igual a 10,45 A. Por sua vez a corrente média, mínima e eficaz sobre os interruptores S_2 e S_4 é igual a -5,475 A, -14,806 A e 8,67 A, respectivamente. Ainda pode-se observar nesta figura a comutação complementar entre os interruptores, na primeira etapa de operação os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir, enquanto os interruptores S_2 e S_4 permanecem bloqueados e na segunda etapa de operação os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir, enquanto os interruptores S_1 e S_3 permanecem bloqueados, completando assim um período de comutação.

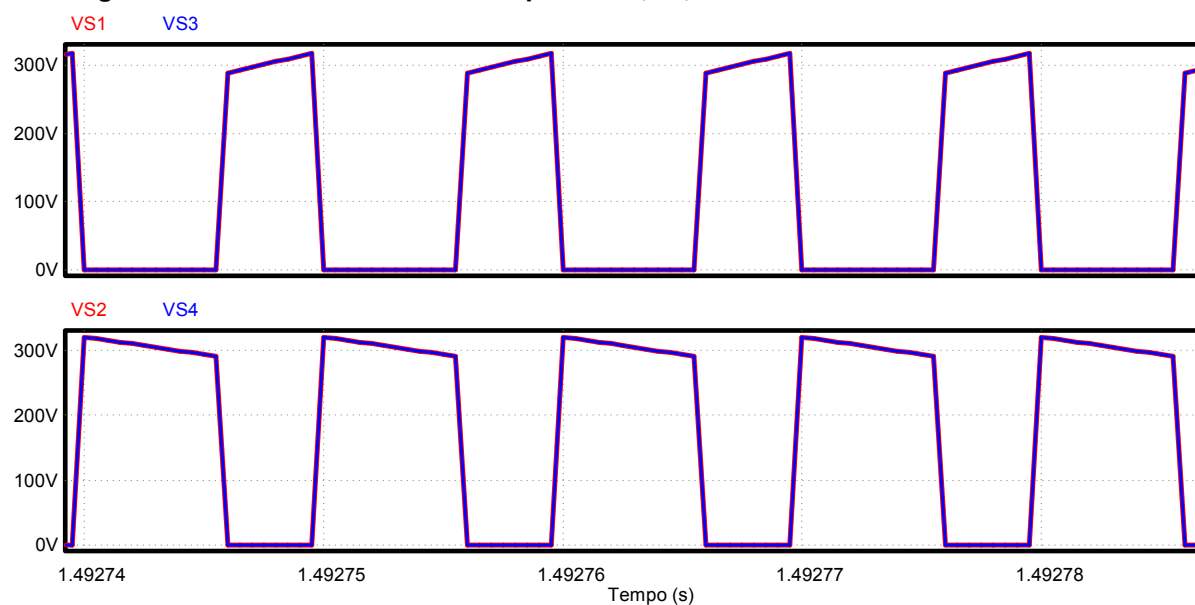
Figura 49 – Corrente sobre os interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄.



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 50 apresenta-se a tensão sobre os interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄, nesta obtém-se que o valor máximo da tensão sobre os interruptores é igual a 320,82 V.

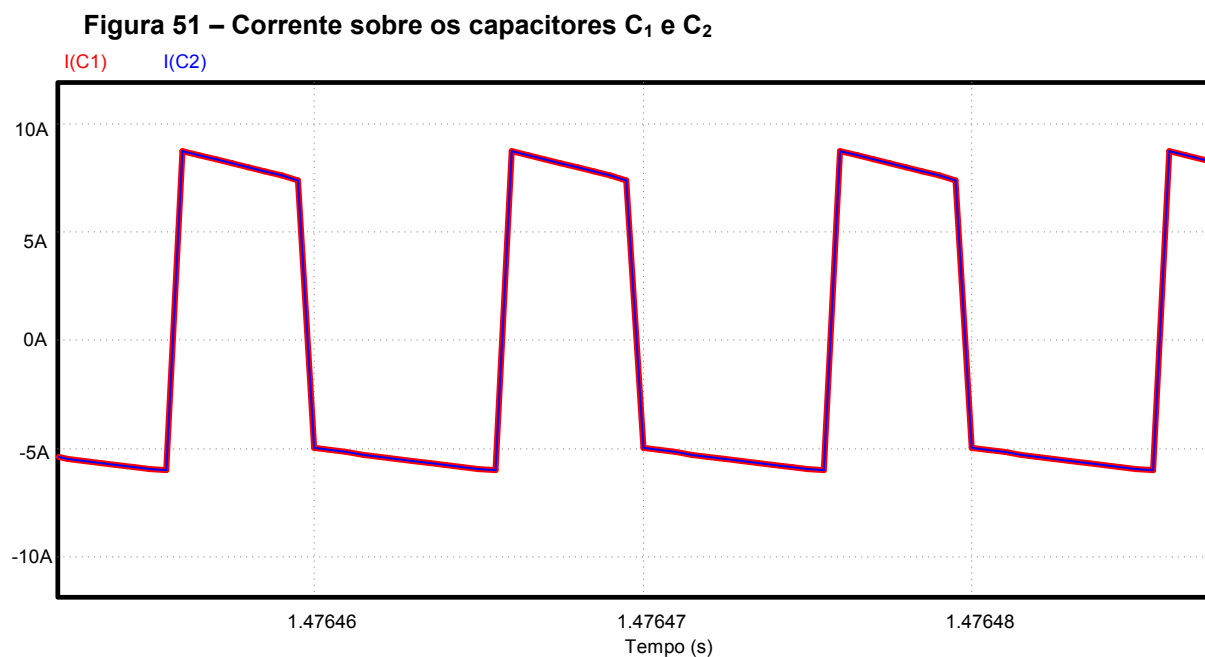
Figura 50 – Tensão sobre os interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄.



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 51 apresenta-se a corrente nos capacitores C₁ e C₂, utilizando o *software PSIM* sabe-se que a corrente máxima, mínima e eficaz sobre os capacitores C₁ e C₂ é igual a 8,74 A, -6,027 A e 6,684 A, respectivamente. Ainda é possível

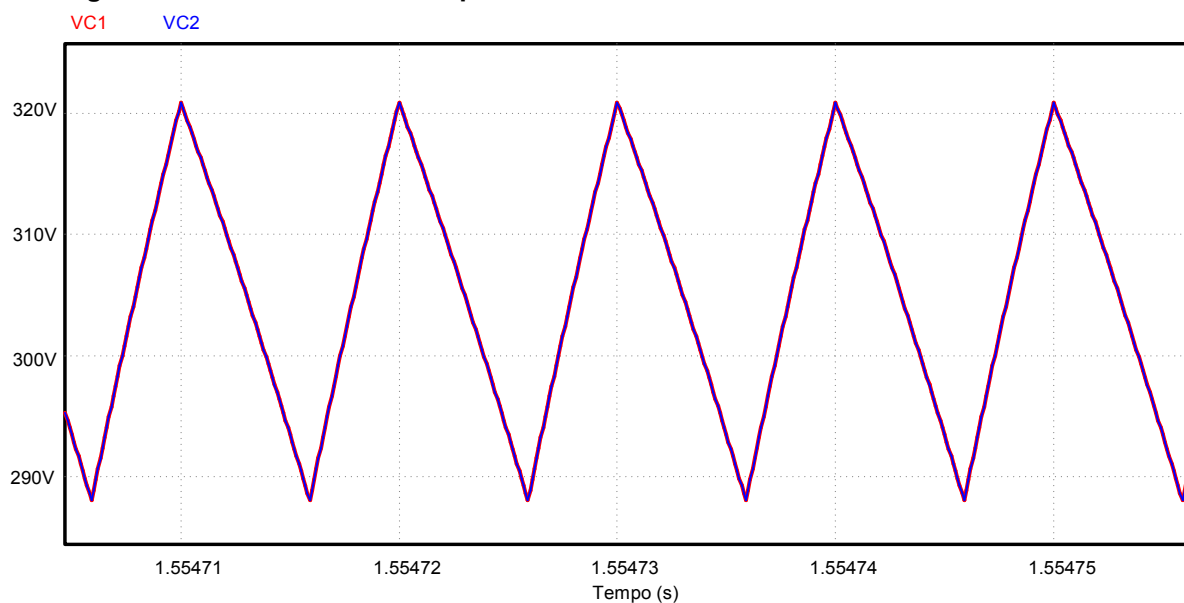
observar efetivamente que o valor máximo da corrente nos capacitores é igual a corrente máxima sobre o indutor L_1 e que a corrente mínima sobre os capacitores é igual ao negativo da corrente máxima sobre o indutor L_3 , comprovando o que está apresentado na Figura 6 da seção 3.2.



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 52 apresenta-se a tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 , utilizando o *software PSIM* sabe-se que a tensão máxima e média sobre os capacitores C_1 e C_2 é igual a 320,82 V e 304,946 V, respectivamente.

Figura 52 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 .



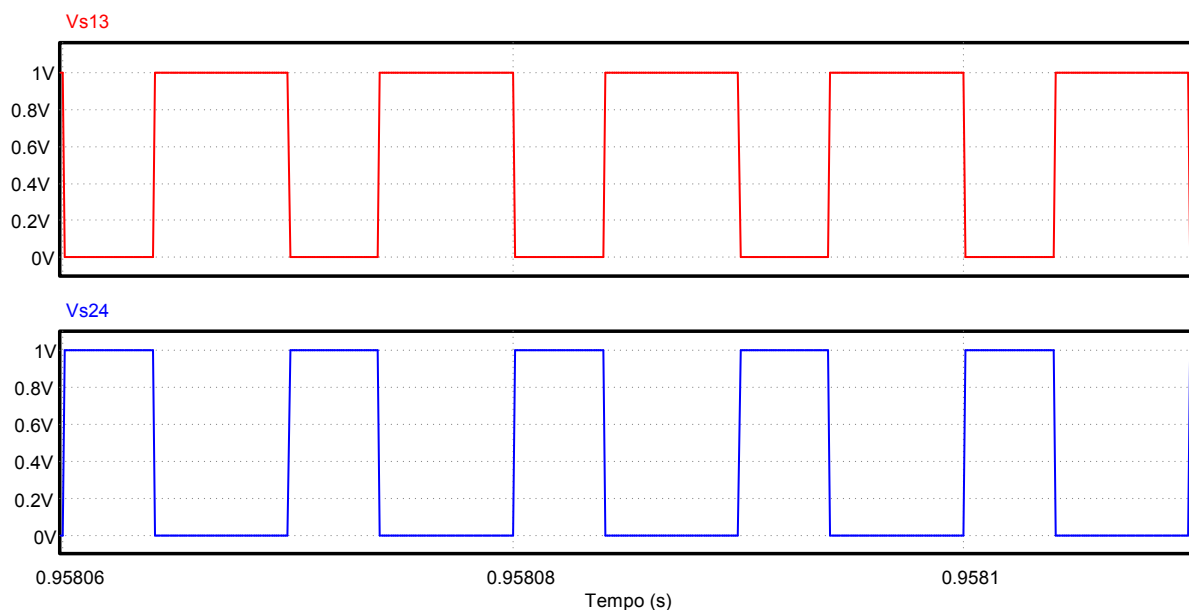
Fonte: Autoria Própria

5.3.2 Formas de onda obtidas na simulação numérica em malha aberta para o sentido reverso

Nesta seção apresentam-se os resultados obtidos na simulação numérica do circuito do conversor para o sentido reverso de operação.

Na Figura 53, são apresentados os pulsos de comendo dos transistores. Como descrito na seção 3.4, na primeira etapa de operação os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir, como ilustrado pela forma de onda em azul e na segunda etapa de operação os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir, assim representado pela forma de onda em vermelho.

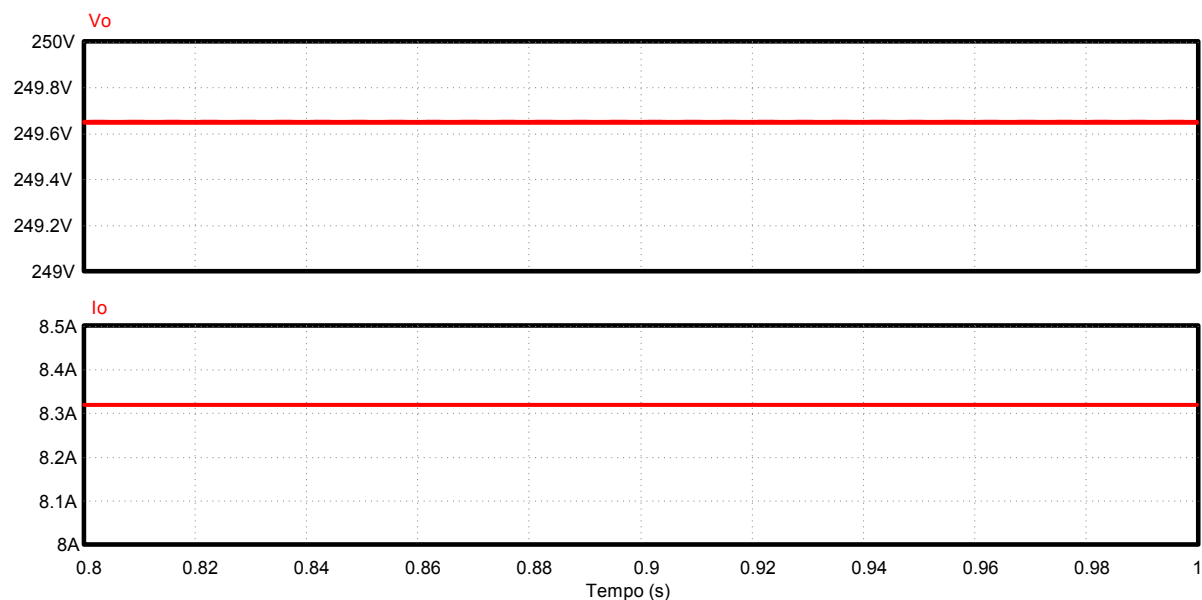
Figura 53 – Pulsos de comando dos interruptores no sentido reverso



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 54 apresenta-se a tensão e a corrente de saída, neste sentido de operação a tensão média na saída é igual a 249,66 V e a corrente média na saída é igual a 7,99 A. Sendo assim, a potência entregue a carga é de aproximadamente 2 kW, como projetado.

Figura 54 – Tensão e corrente de saída no sentido reverso

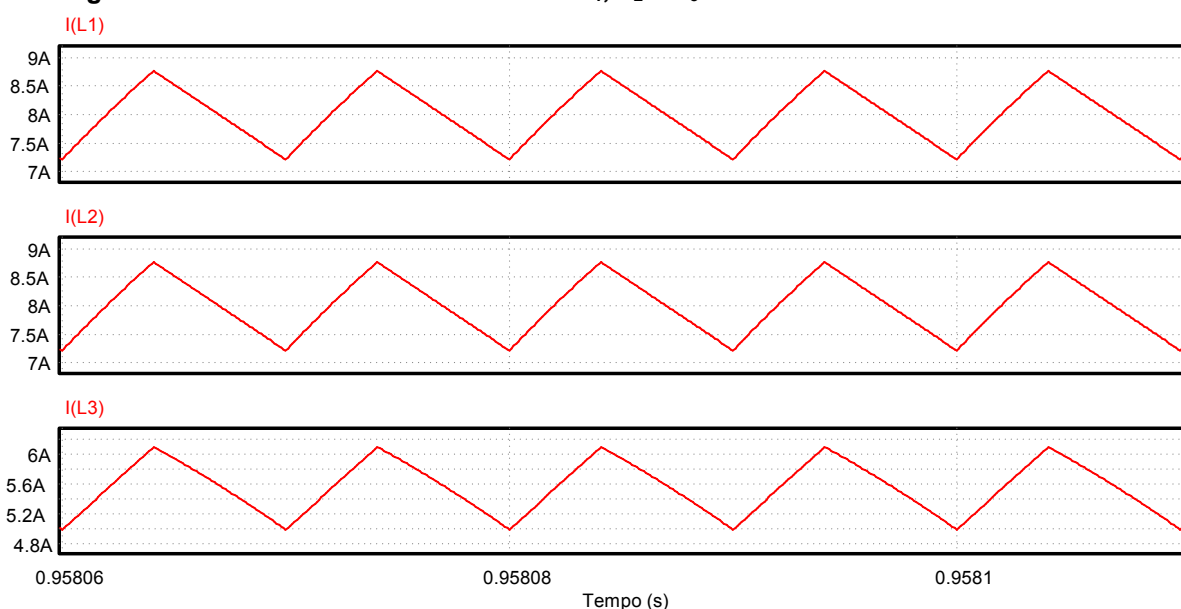


Fonte: Autoria Própria

Na Figura 55 apresenta-se a corrente nos indutores L_1 e L_2 , como no caso do sentido direto, uma curva sobrepõe a outra, e a corrente sobre o indutor L_3 , com o

auxílio do *software PSIM* sabe-se que a corrente média sobre os indutores L_1 e L_2 é igual a 8 A, e a corrente média sobre o indutor L_3 é igual a 5,556 A. Os valores das ondulações de corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são iguais à 1,56 A o que representa 19,5% do valor da corrente média no indutor L_1 , 1,56 A (19,5% do valor da corrente média no indutor L_2) e 1,1 A (19,8% do valor da corrente média no indutor L_3). Os valores obtidos tanto na simulação numérica quanto nos valores teóricos para os dois sentidos de operação se assemelham, comprovando o funcionamento adequado do conversor.

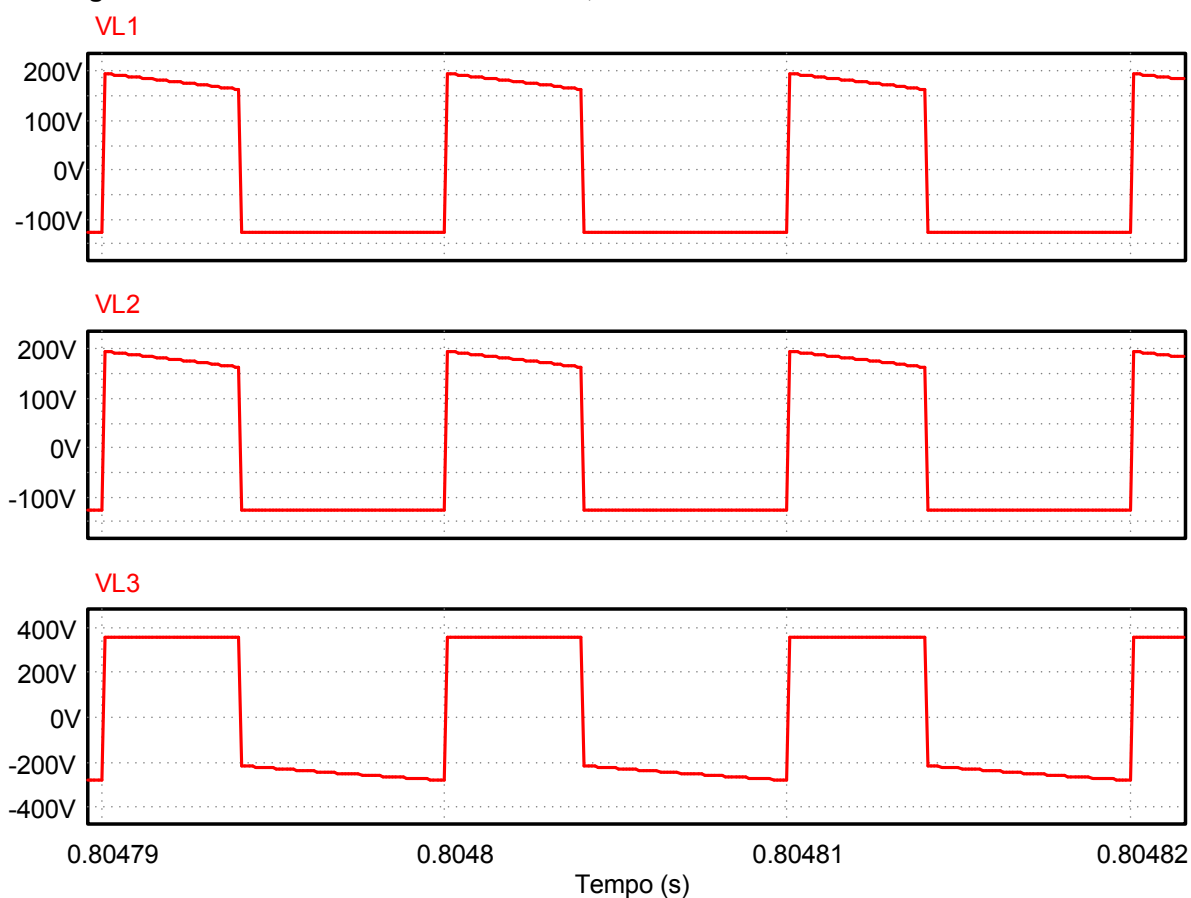
Figura 55 – Corrente sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3 .



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 56 apresenta-se a tensão sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3 , pelo fato de L_1 e L_2 apresentarem indutâncias praticamente idênticas, as formas de onda de V_{L1} e V_{L2} se sobrepõem. Nesta figura observa-se que durante a primeira etapa de operação a tensão sobre os indutores L_1 e L_2 é igual a tensão de entrada sobre dois ($V_3/2$), enquanto na segunda etapa de operação a tensão sobre estes indutores é igual ao negativo da tensão de saída, $-V_1$ para V_{L1} e $-V_2$ para V_{L2} . No caso do indutor L_3 , durante a primeira etapa de operação, a tensão sobre ele é igual a tensão V_3 , enquanto na segunda etapa de operação a tensão sobre este indutor é igual ao negativo da tensão de saída ($-V_o$), como apresentado na Figura 15 da seção 3.5.

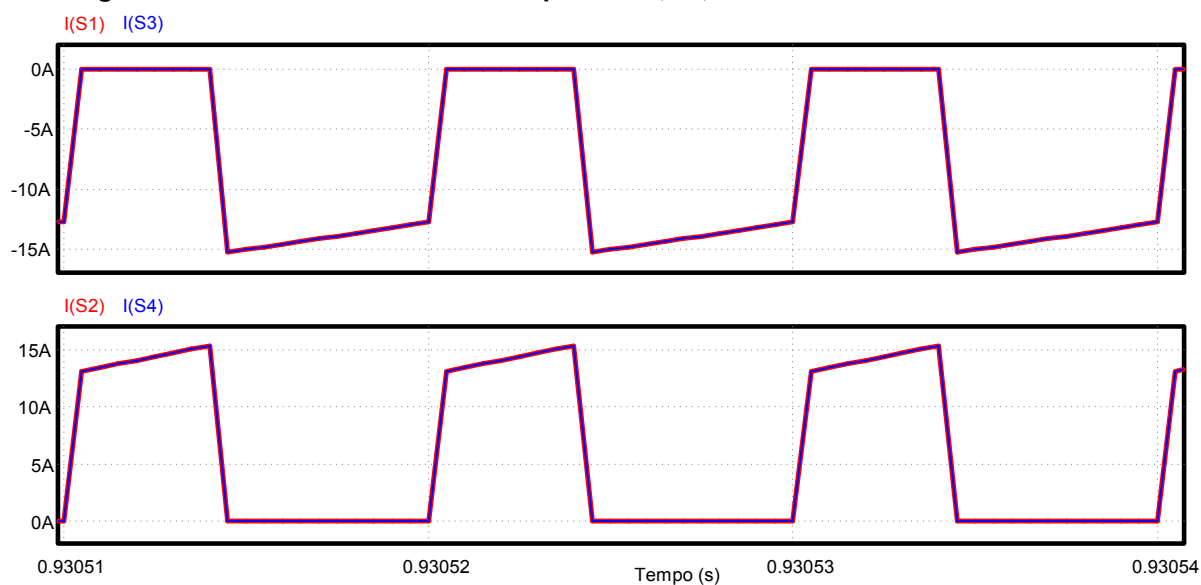
Figura 56 – Tensão sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3 .



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 57 apresenta-se a corrente nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , utilizando o *software PSIM* sabe-se que a corrente média, mínima e eficaz sobre os interruptores S_1 e S_3 é igual a -8,074 A, -14,68 A e 10,44 A, respectivamente. Por sua vez a corrente média, máxima e eficaz sobre os interruptores S_2 e S_4 é igual a 5,47 A, 14,793 A e 8,662 A, respectivamente. Pode-se observar a comutação complementar entre os interruptores, na primeira etapa de operação os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir, enquanto os interruptores S_1 e S_3 permanecem bloqueados e na segunda etapa de operação os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir, enquanto os interruptores S_2 e S_4 permanecem bloqueados, completando assim, um período de comutação.

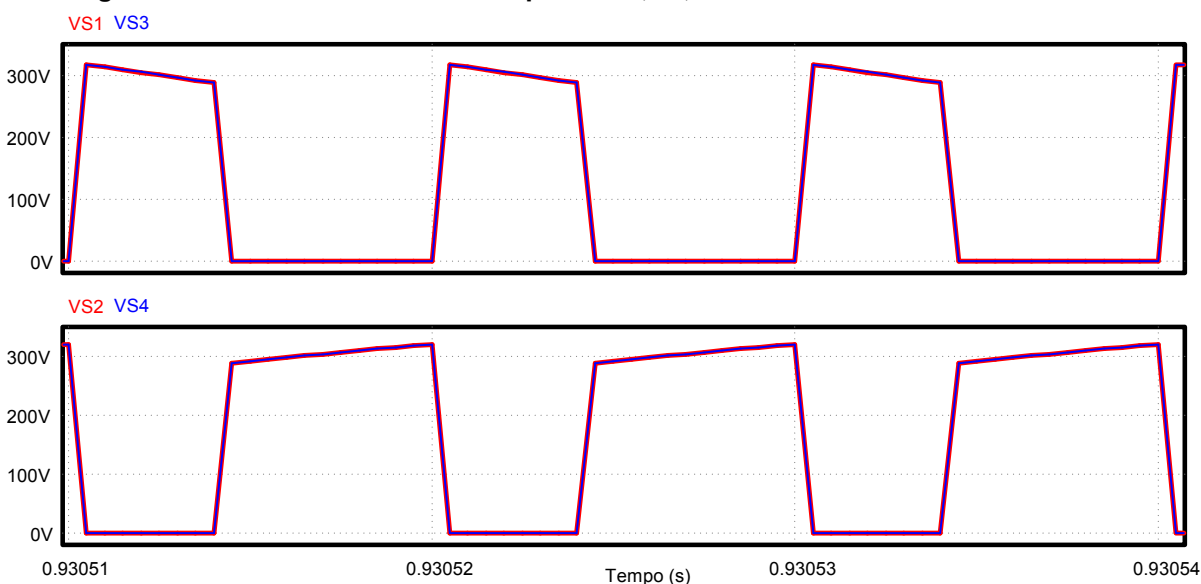
Figura 57 – Corrente sobre os interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄.



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 58 apresenta-se a tensão nos interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄, na qual obtém-se que o valor máximo da tensão sobre os interruptores é igual a 320,79 V.

Figura 58 – Tensão sobre os interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄.

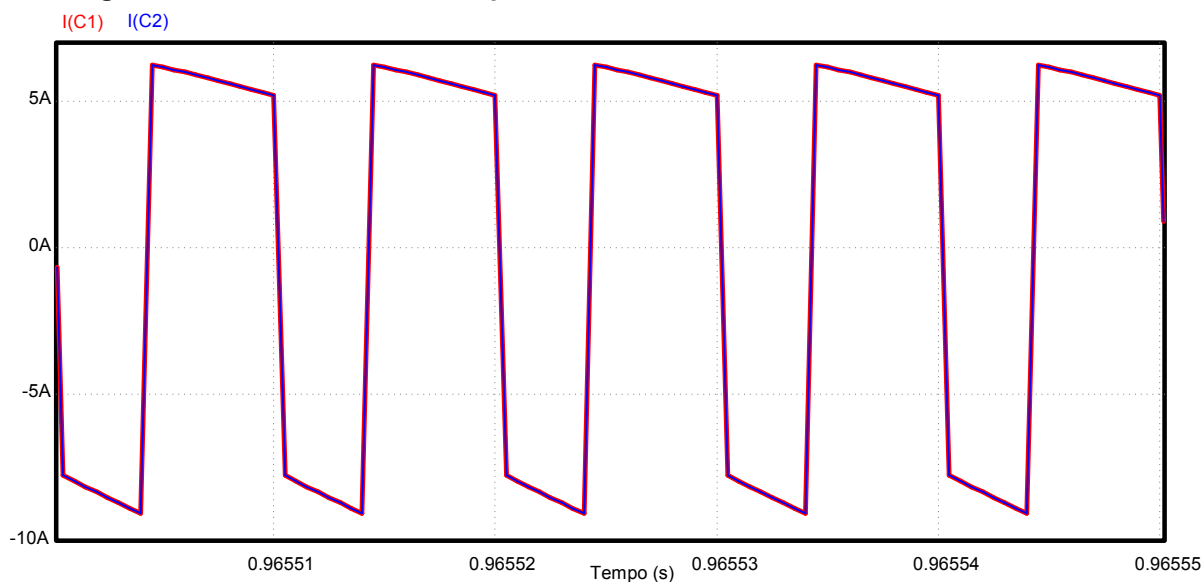


Fonte: Autoria Própria

Na Figura 59 apresenta-se a corrente nos capacitores C₁ e C₂, utilizando o *software PSIM* sabe-se que a corrente máxima, mínima e eficaz sobre os capacitores C₁ e C₂ é igual a 6,03 A, -8,72 A e 6,678 A, respectivamente. Por meio desta figura, é possível observar efetivamente que o valor máximo da corrente nos capacitores é

igual a corrente máxima sobre o indutor L_3 e que a corrente mínima sobre os capacitores é igual ao negativo da corrente máxima sobre o indutor L_1 , comprovando o que está apresentado na Figura 7 da seção 3.5.

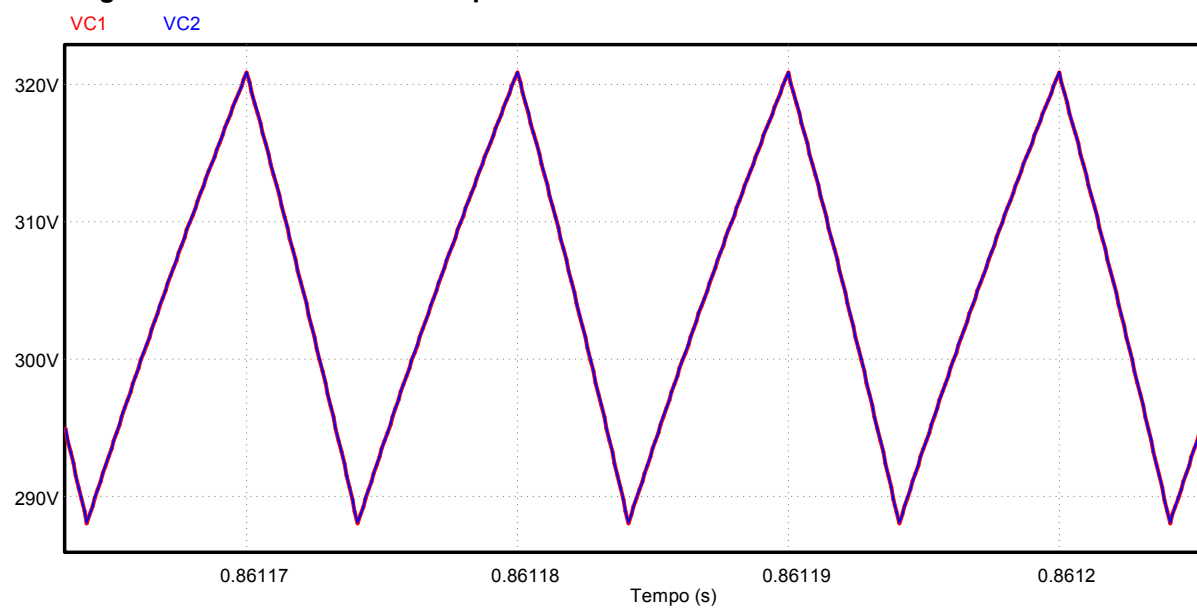
Figura 59 – Corrente sobre os capacitores C_1 e C_2 .



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 60 apresenta-se a tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 , utilizando o *software PSIM* sabe-se que a tensão máxima e média sobre os capacitores C_1 e C_2 é igual a 320,79 V e 304,9 V, respectivamente.

Figura 60 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 .



Fonte: Autoria Própria

5.4 PROJETO E SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

No conversor estudado, utiliza-se o controlador proporcional integral com filtro em quatro situações distintas, sendo elas empregadas em ambos os sentidos de operação, para o controle da tensão de saída e controle da corrente sobre o indutor L_3 , considerando em ambos os sentidos o modelo com perdas, conectado a carga RC. Nesta seção apresenta-se o controle elaborado para cada caso e os resultados obtidos por simulação numérica destes sistemas.

5.4.1 Projeto do sistema de controle da tensão de saída no sentido direto com carga RC

Com os valores da Tabela 10, aplicados na Equação (4.35), obtém-se a Equação (5.14), a qual serviu de base para obter a Figura 61, nesta apresenta-se o diagrama de Bode da função de transferência da tensão de saída sobre a razão cíclica para o sentido direto de operação. Esta Figura 61 serviu de base para a escolha da alocação dos polos e zeros do compensador utilizado.

$$FT_5 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (5.14)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 18,732.10^{-6}$$

$$A_1 = -471,565.10^{-3}$$

$$A_0 = 15,682.10^3$$

$$B_4 = 58,323.10^{-15}$$

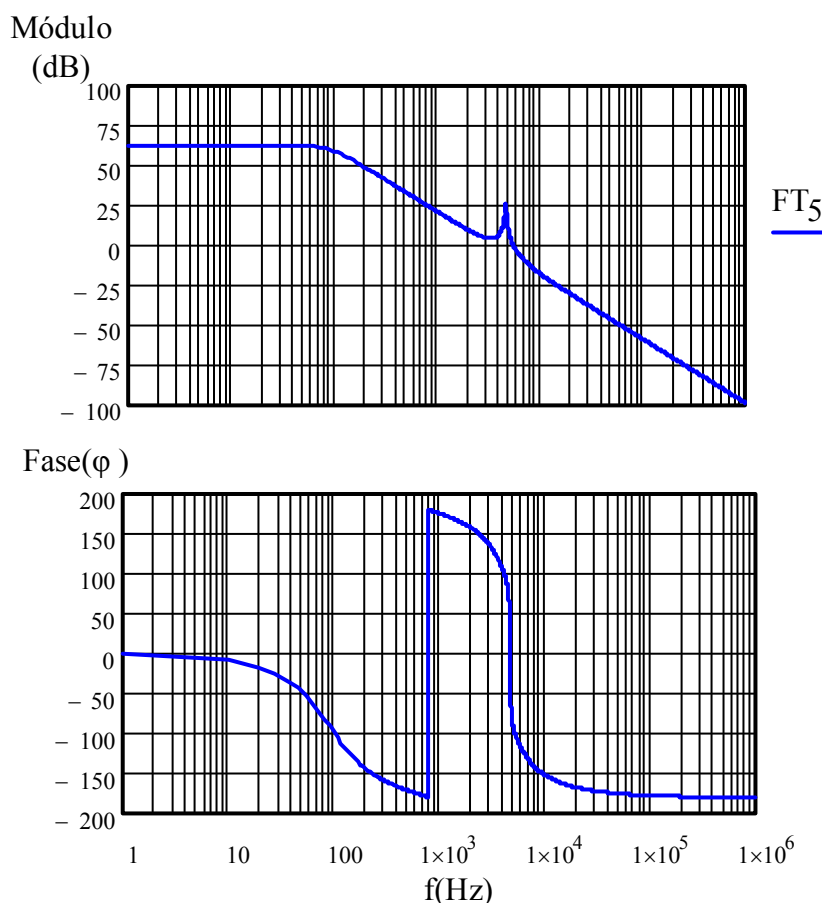
$$B_3 = 83,824.10^{-12}$$

$$B_2 = 50,887.10^{-6}$$

$$B_1 = 40,085.10^{-3}$$

$$B_0 = 11,316$$

Figura 61 – Módulo e fase da FT da tensão de saída para o sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Após obter a função de transferência da tensão de saída sobre a razão cíclica para o sentido direto, inicia-se o projeto do compensador. Primeiramente escolhe-se o valor da tensão de referência, após aplica-se a Equação (4.95) para obter o ganho do sensor de tensão, define-se o valor de pico da dente-de-serra, então utiliza-se a Equação (4.94) para obter o ganho do modulador PWM.

O próximo passo do projeto é definir a frequência de cruzamento, e as frequências do zero e do polo do compensador.

Aplica-se a equação (4.89), para obter o ganho do compensador, e por fim utiliza-se as equações (4.90), (4.91) e (4.92) para obter os componentes do compensador de tensão.

A Tabela 11 apresenta os valores obtidos para os ganhos dos sensores e dos componentes do compensador.

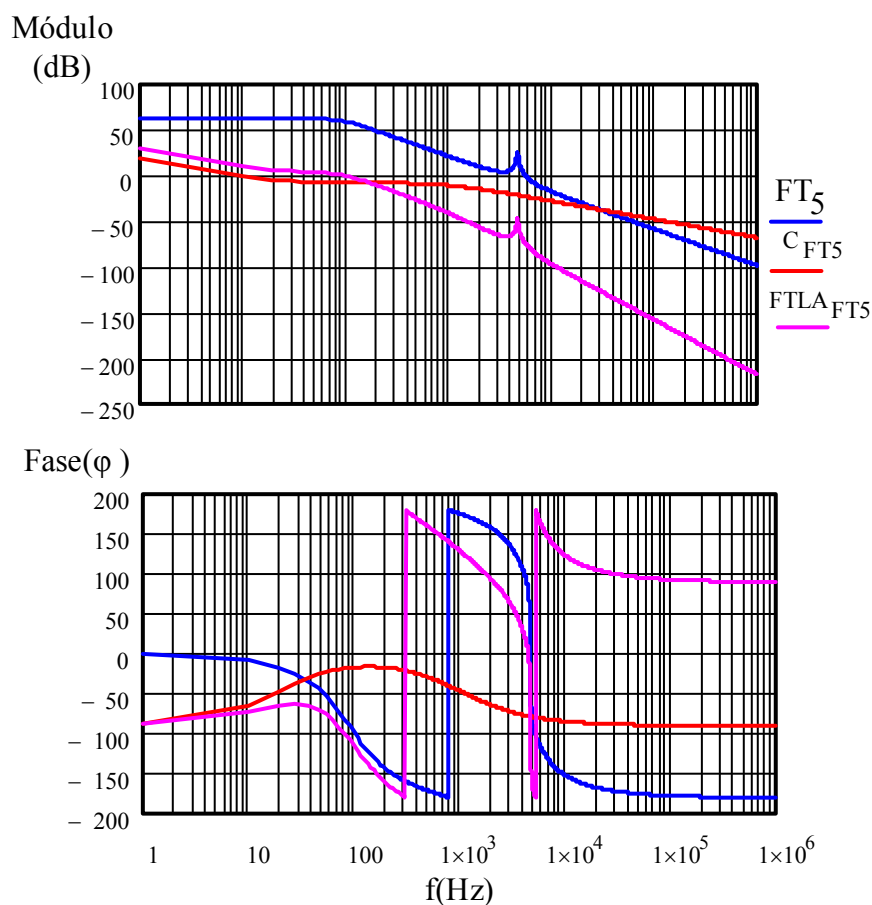
Tabela 11 – Valores obtidos com o projeto de controle da tensão de saída no sentido direto, com carga RC

Grandeza	Valor
Tensão de referência (V_{ref})	2,5 V
Ganho do Sensor de Tensão (k_{st})	0,00694
Tensão de pico da dente-de-serra (V_{pk})	3,5 V
Ganho do modulador (K_{PWM})	0,37
Frequência de Cruzamento (f_c)	100 Hz
Frequência do zero do compensador (f_z)	20 Hz
Frequência do pólo do compensador (f_p)	1 kHz
Ganho do compensador (k_H)	2615
Resistor do controlador de tensão ($R1_c$)	10 k Ω
Capacitor do controlador de tensão ($C1_c$)	47 nF
Capacitor do controlador de tensão ($C2_c$)	2,2 μ F
Resistor do controlador de tensão ($R2_c$)	3,9 k Ω

Fonte: Autoria Própria

Com o projeto do controlador finalizado, através do diagrama de Bode é possível verificar o comportamento da frequência de cruzamento da Função de Transferência de Laço Aberto da tensão ($FTLA_{FT5}$), da função de transferência da planta (FT_5) e da função de transferência do controlador de tensão (C_{FT5}), apresentados na Figura 62.

Figura 62 – Módulo e fase de $FTLA_{FT5}$, FT_5 e C_{FT5} para o sentido direto com carga RC

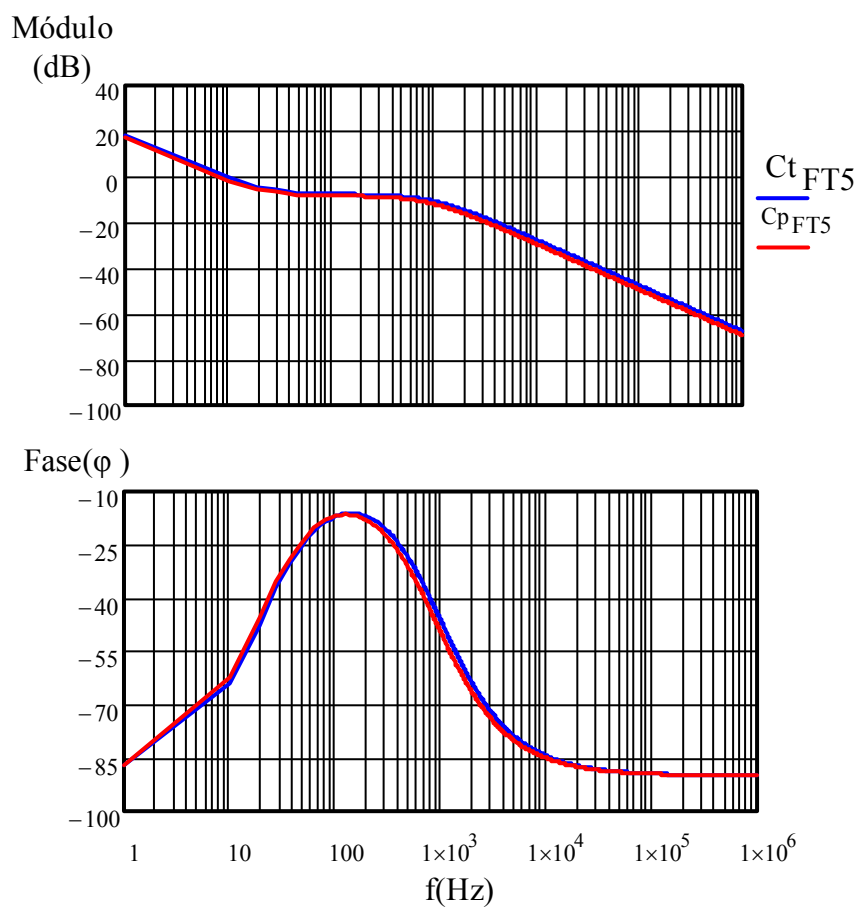


Fonte: Aatoria Própria

Observa-se na Figura 62 uma margem de fase de 64,89 graus.

A Figura 63, apresenta a verificação do projeto do compensador, nesta consta o módulo e a fase do compensador teórico ($C_{t_{FT5}}$) e do compensador prático ($C_{p_{FT5}}$), o qual utiliza os valores comerciais de resistores e capacitores. Como observado as formas de onda são semelhantes, validando assim o compensador utilizado com valores comerciais.

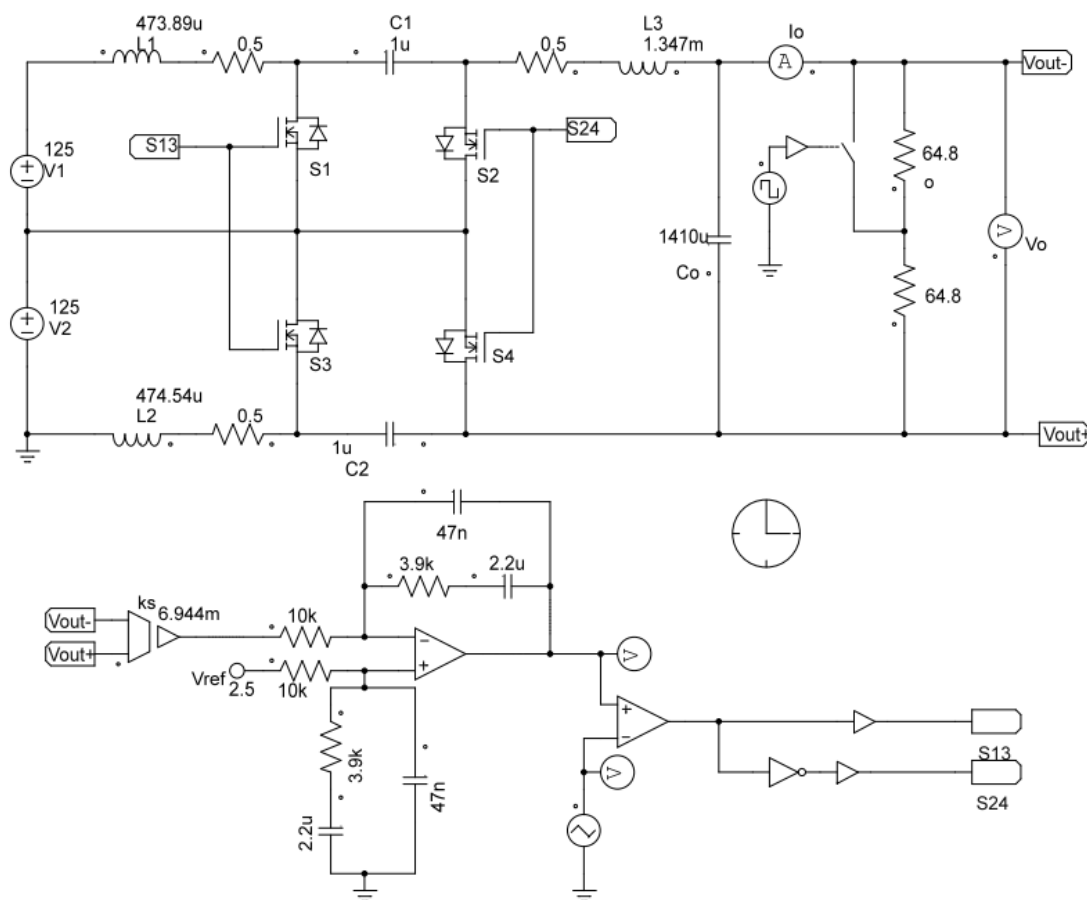
Figura 63 – Módulo e fase do compensador de tensão teórico e prático no sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 64, o circuito utilizado para a realização da simulação numérica do conversor controlado por tensão para o sentido direto com carga RC.

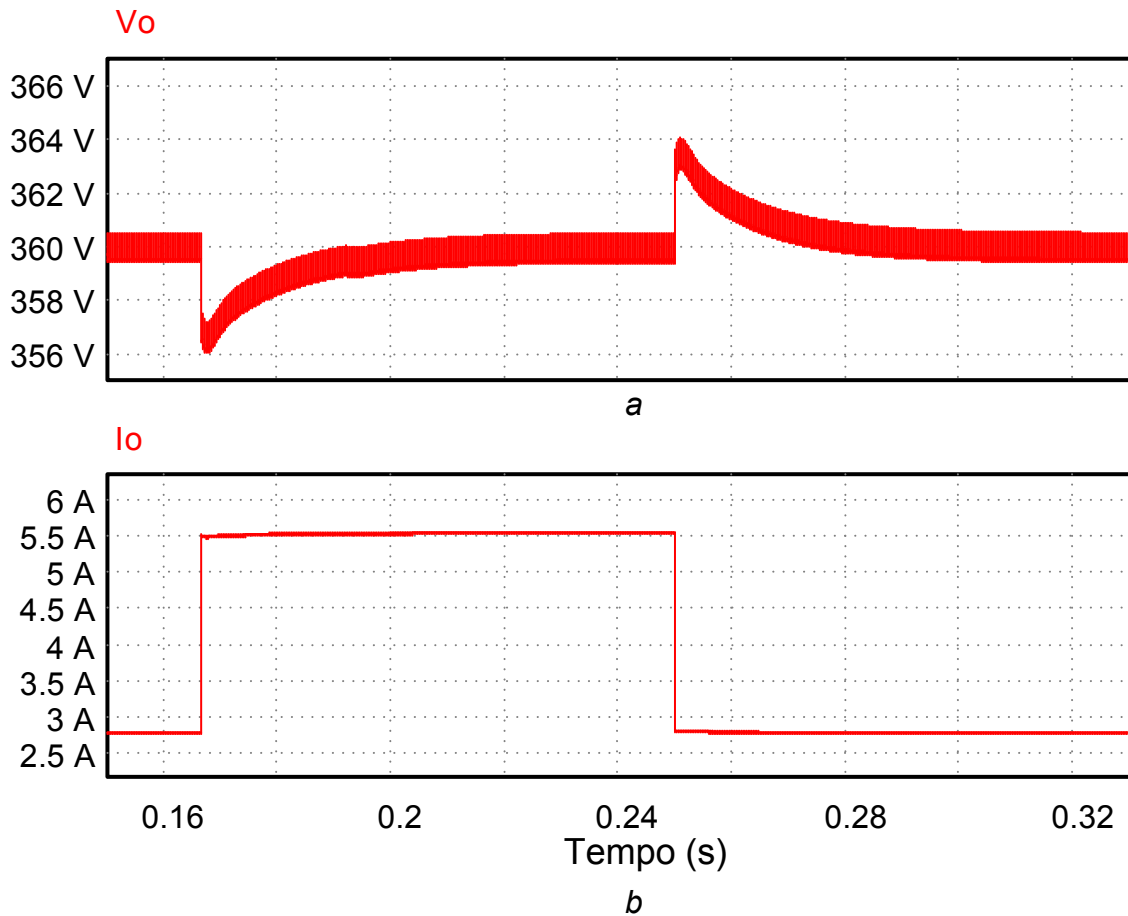
Figura 64 – Circuito utilizado no controle da tensão de saída para o sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 65, a resposta ao degrau de carga, na qual é possível observar que a tensão de saída foi controlada, esta apresenta um máximo sobressinal (M_p) de 1,067% e um tempo de acomodação (t_s) de aproximadamente 60 ms. Com o resultado obtido se dá por encerrado o projeto do sistema de controle da tensão de saída em função da razão cíclica para o sentido direto com carga RC.

Figura 65 – Resposta ao degrau do controle da tensão de saída para o sentido direto
 (a) Tensão de saída, (b) Corrente de saída



Fonte: Autoria Própria

5.4.2 Projeto do sistema de controle da corrente no indutor L_3 no sentido direto com carga RC

Com os valores da Tabela 10, aplicados na Equação (4.36), obtém-se a Equação (5.15), a qual serviu de base para obter a Figura 66, nesta apresenta-se o diagrama de Bode da função de transferência da corrente no indutor L_3 sobre a razão cíclica, para o sentido direto. Esta Figura serviu de base para a alocação dos polos e zeros do compensador utilizado.

$$FT_6 = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (5.15)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 26,412 \cdot 10^{-9}$$

$$A_2 = -664,618 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = 22,104$$

$$A_0 = 242$$

$$B_4 = 58,323 \cdot 10^{-15}$$

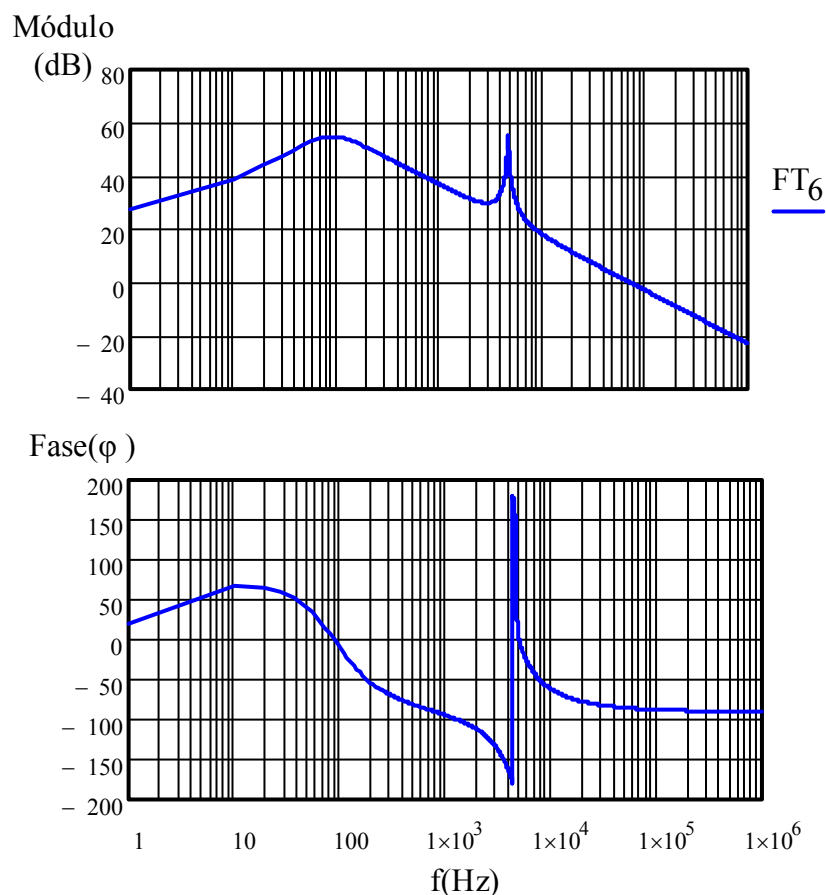
$$B_3 = 83,824 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 50,887 \cdot 10^{-6}$$

$$B_1 = 40,085 \cdot 10^{-3}$$

$$B_0 = 11,316$$

Figura 66 – Módulo e fase da FT da corrente I_{L3} para o sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Após obter a função de transferência da corrente do indutor L_3 sobre a razão cíclica, para o sentido direto, inicia-se o projeto do compensador. Primeiramente escolhe-se o valor da tensão de referência, após aplica-se a Equação (4.96) para obter

o ganho do sensor de corrente, define-se o valor de pico da dente-de-serra, então utiliza-se a Equação (4.94) para obter o ganho do modulador PWM.

O próximo passo do projeto é definir a frequência de cruzamento, e as frequências do zero e do polo do compensador.

Aplica-se a equação (4.89), para obter o ganho do compensador, e por fim utiliza-se as equações (4.90), (4.91) e (4.92) para obter os componentes do compensador de corrente.

A Tabela 12 apresenta os valores obtidos para os ganhos dos sensores e dos componentes do compensador de corrente.

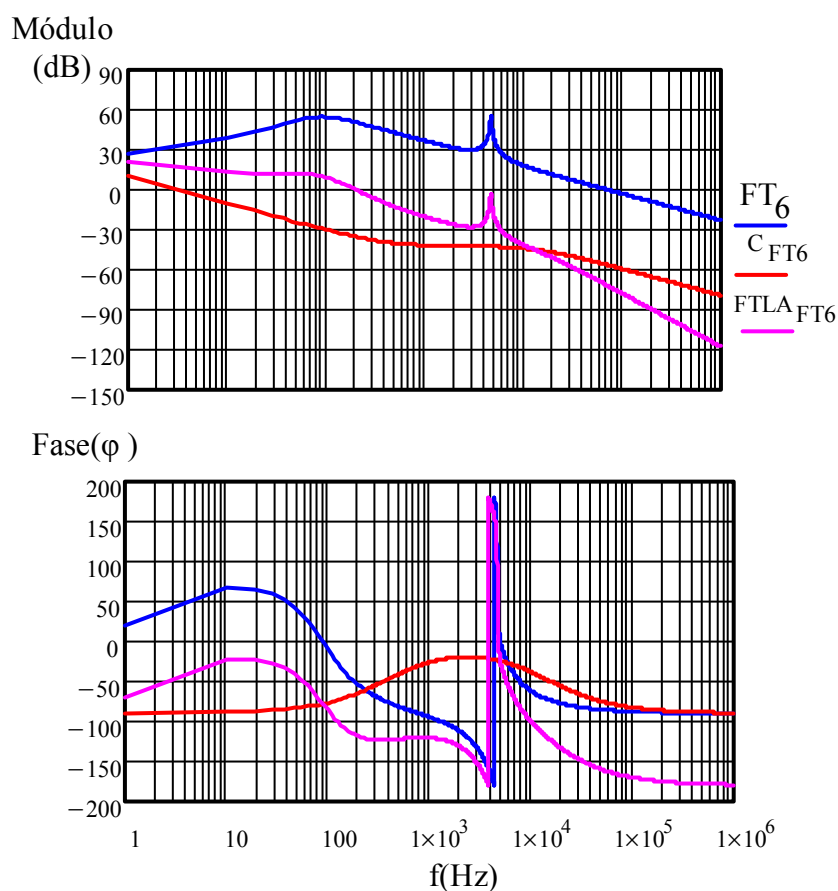
Tabela 12 – Valores obtidos com o projeto de controle de corrente para o sentido direto com carga RC

Grandeza	Valor
Tensão de referência (V_{ref})	2,5 V
Ganho do Sensor de corrente (ksi)	0,45016
Tensão de pico da dente-de-serra (V_{pk})	3,5 V
Ganho do modulador (K_{PWM})	0,37
Frequência de Cruzamento (f_c)	200 Hz
Frequência do zero do compensador (f_z)	400 Hz
Frequência do pólo do compensador (f_p)	14 kHz
Ganho do compensador (k_H)	688,65
Resistor do controlador de tensão ($R1_c$)	10 k Ω
Capacitor do controlador de tensão ($C1_c$)	100 nF
Capacitor do controlador de tensão ($C2_c$)	3,3 μ F
Resistor do controlador de tensão ($R2_c$)	120 Ω

Fonte: Autoria Própria

Com o projeto do controlador finalizado, através do diagrama de Bode é possível verificar o comportamento da frequência de cruzamento da Função de Transferência de Laço Aberto da corrente ($FTLA_{FT6}$), a função de transferência da planta ($FT6$) e a função de transferência do controlador de corrente (C_{FT6}) apresentadas na Figura 67.

Figura 67 – Módulo e fase de FTL_{FT6} , FT_6 e C_{FT6} para o sentido direto

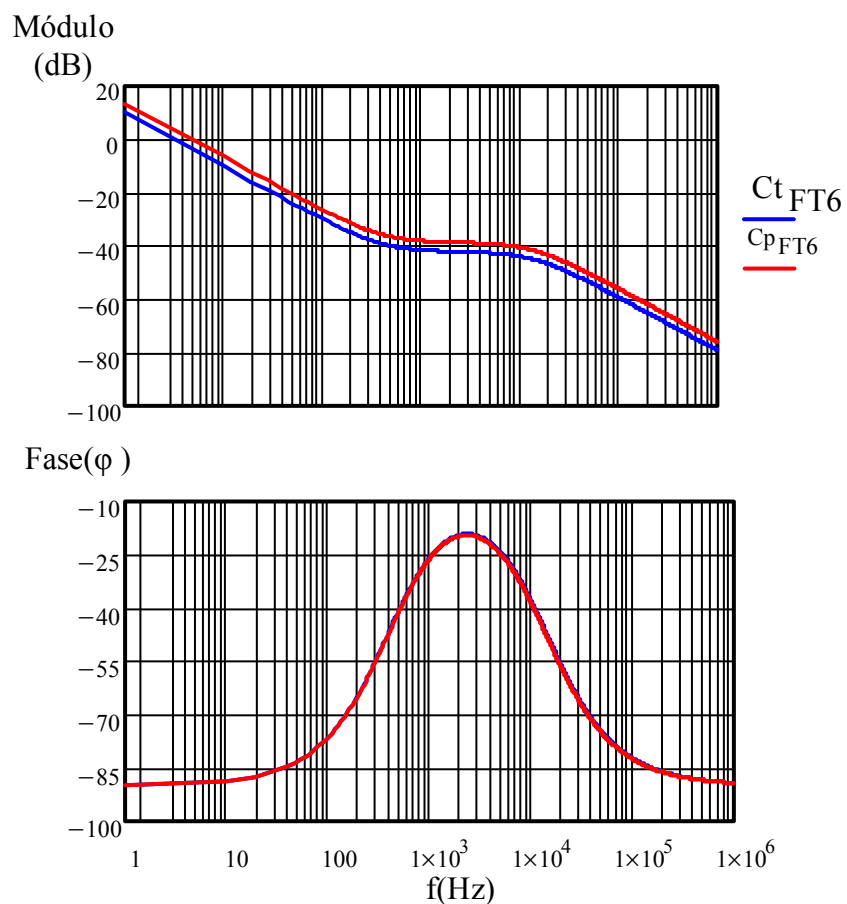


Fonte: Autoria Própria

Observa-se na Figura 67 uma margem de fase de 61,47 graus.

A Figura 68, apresenta a verificação do projeto do compensador de corrente, neste consta o módulo e a fase do compensador teórico ($C_{t_{FT6}}$) e do compensador prático ($C_{p_{FT6}}$), como observado as formas de onda são semelhantes, validando assim o compensador utilizado com valores comerciais.

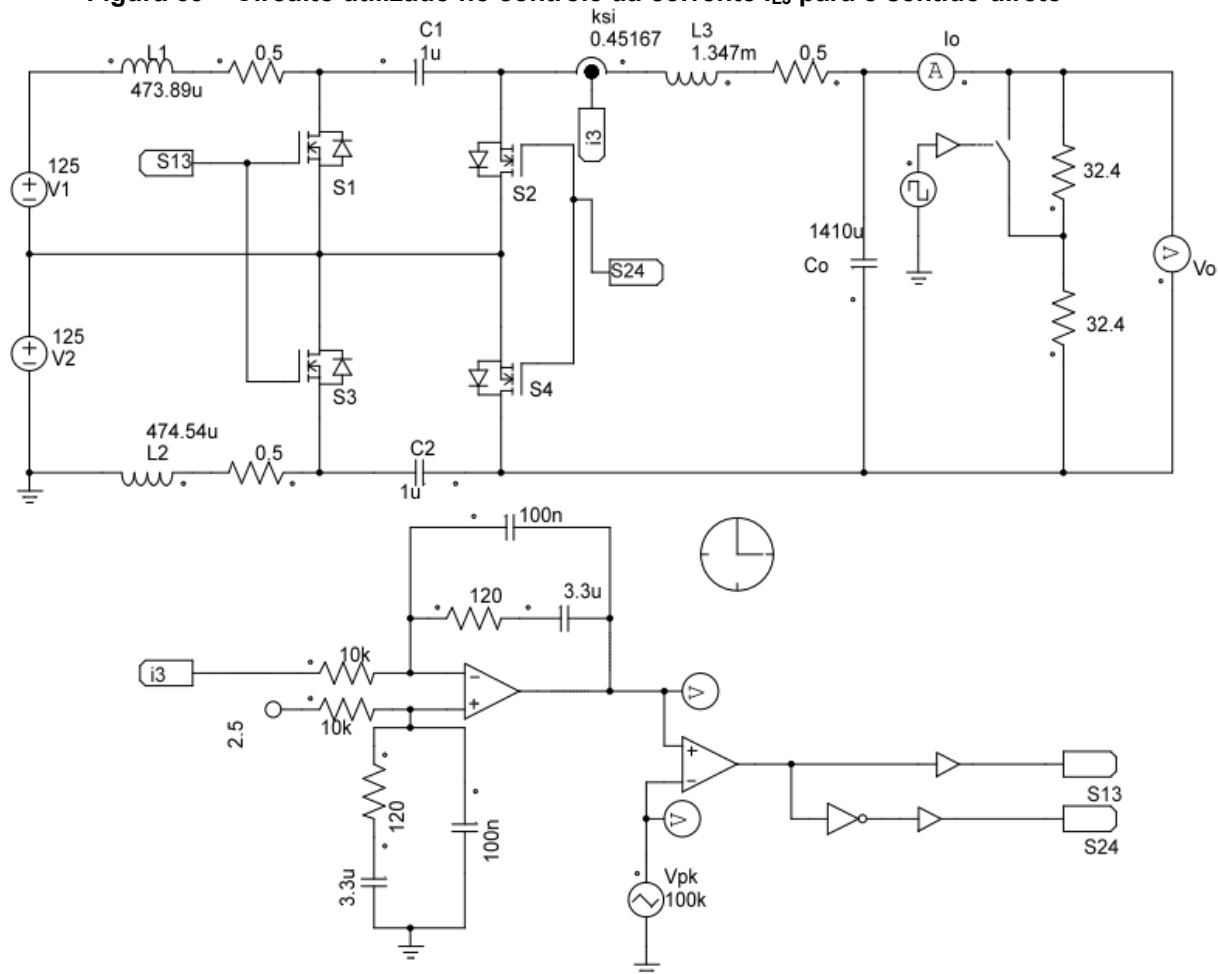
Figura 68 – Módulo e fase do compensador de corrente teórico e prático no sentido direto



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 69, o circuito utilizado para a realização da simulação numérica do conversor controlado por corrente para o sentido direto com carga RC.

Figura 69 – Circuito utilizado no controle da corrente I_{L3} para o sentido direto

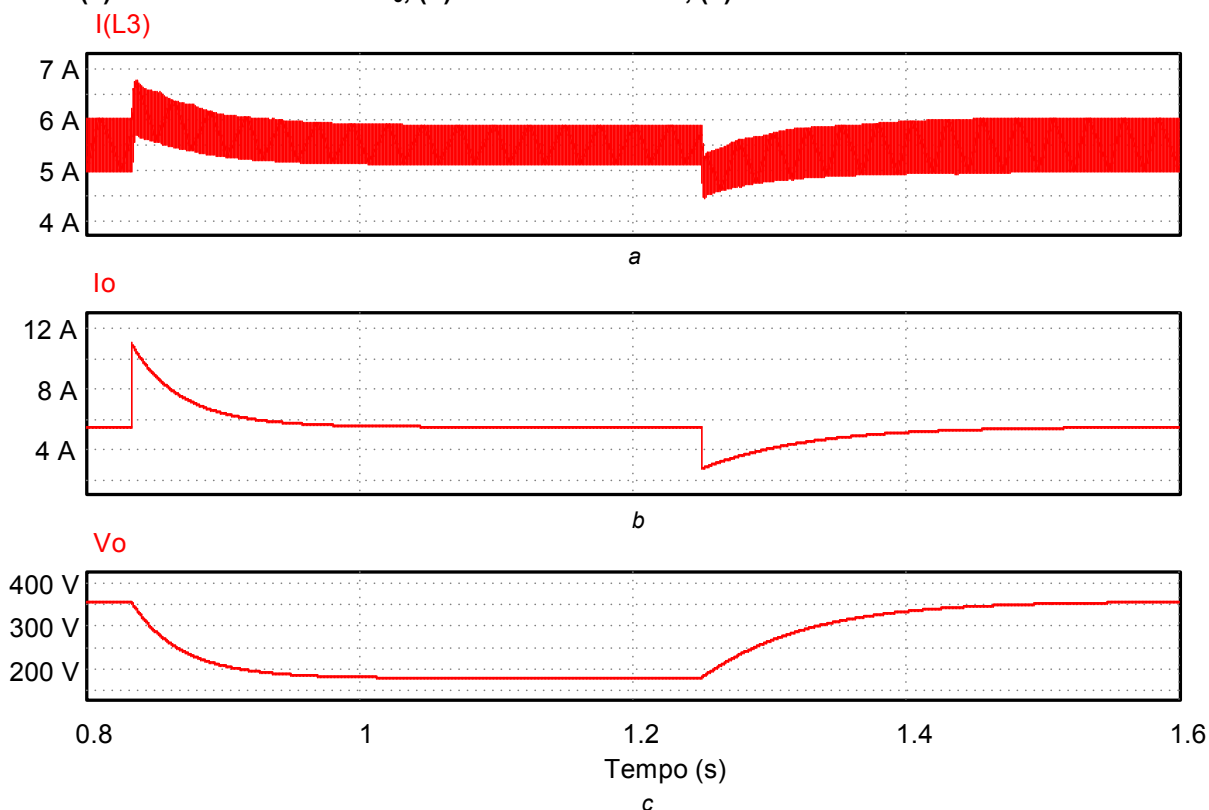


Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 70, a resposta ao degrau de carga, na qual é possível observar que a corrente sobre o indutor L_3 foi controlada. Esta apresenta um máximo sobressinal (M_p) de 18,57% e um tempo de acomodação (t_s) de aproximadamente 265 ms.

Figura 70 – Resposta ao degrau do controle da corrente no indutor L_3 para o sentido direto

(a) Corrente no indutor L_3 , (b) Corrente de saída, (c) Tensão de saída



Fonte: Autoria Própria

5.4.3 Projeto do sistema de controle da tensão de saída no sentido reverso

Com os valores da Tabela 10, aplicados na Equação (4.80), obtém-se a Equação (5.16), a qual serviu de base para obter a Figura 71, nesta apresenta-se o diagrama de Bode da função de transferência da tensão de saída sobre a razão cíclica, para o sentido reverso.

$$FT_{11} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (5.16)$$

Onde as constantes são:

$$A_2 = 12,839.10^{-6}$$

$$A_1 = -229,088.10^{-3}$$

$$A_0 = 11,163.10^3$$

$$B_4 = 28,126 \cdot 10^{-15}$$

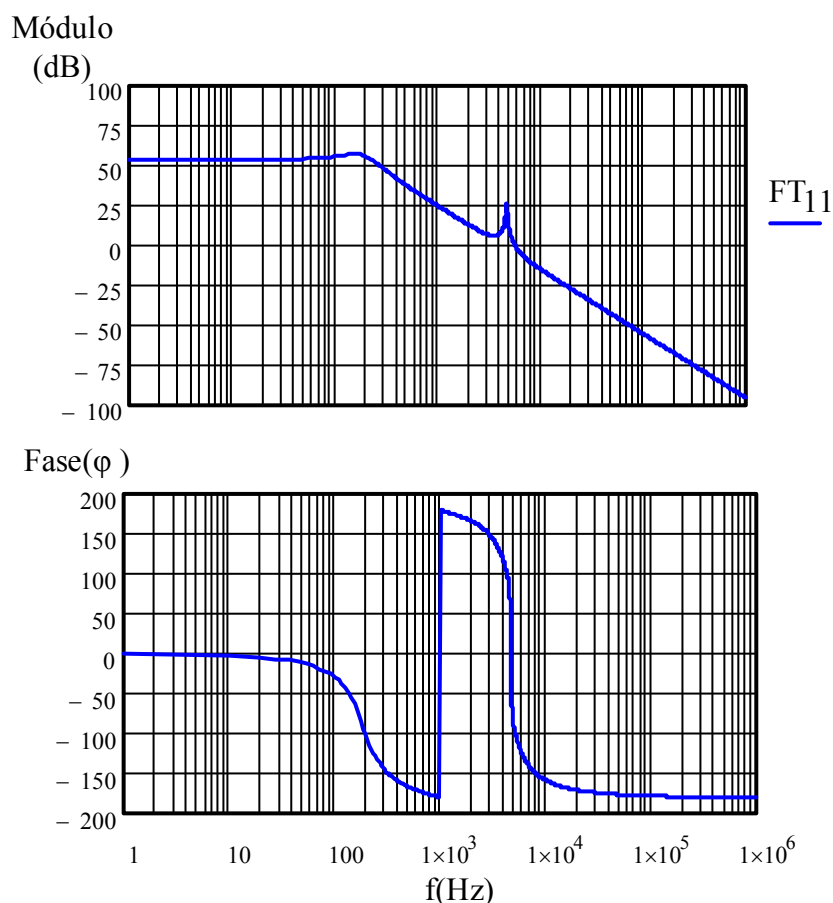
$$B_3 = 41,393 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 24,569 \cdot 10^{-6}$$

$$B_1 = 20,176 \cdot 10^{-3}$$

$$B_0 = 22,633$$

Figura 71 – Módulo e fase da FT da tensão de saída para o sentido reverso



Fonte: Autoria Própria

Após obter a função de transferência da tensão de saída sobre a razão cíclica, para o sentido reverso, inicia-se o projeto do compensador. Primeiramente escolhe-se o valor da tensão de referência, após aplica-se a Equação (4.96) para obter o ganho do sensor de tensão, define-se o valor de pico da dente-de-serra, então utiliza-se a Equação (4.94) para obter o ganho do modulador PWM.

O próximo passo do projeto é definir a frequência de cruzamento, e as frequências do zero e do polo do compensador.

Aplica-se a equação (4.89), para obter o ganho do compensador, e por fim utiliza-se as equações (4.90), (4.91) e (4.92) para obter os componentes do compensador de tensão.

A Tabela 13 apresenta os valores obtidos para os ganhos dos sensores e dos componentes do compensador de tensão.

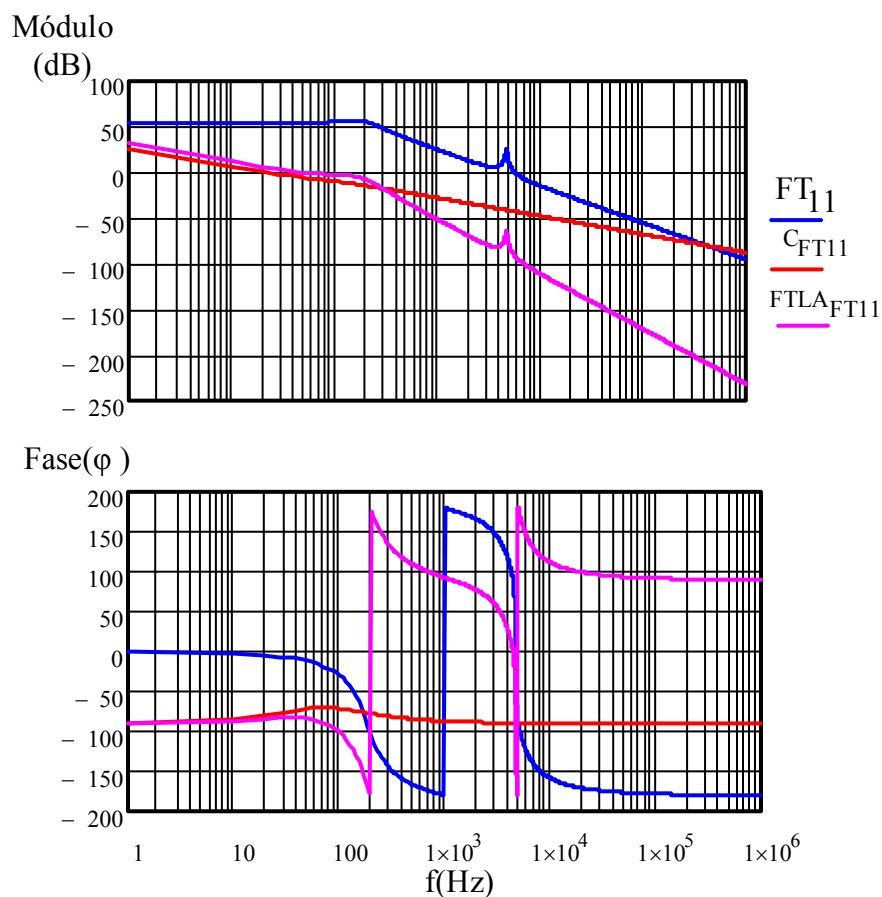
Tabela 13 – Valores obtidos com o projeto de controle de tensão no sentido reverso com carga RC

Grandeza	Valor
Tensão de referência (V_{ref})	2,5 V
Ganho do Sensor de corrente (k_{st})	0,01
Tensão de pico da dente-de-serra (V_{pk})	3,5 V
Ganho do modulador (K_{PWM})	0,37
Frequência de Cruzamento (f_c)	50 Hz
Frequência do zero do compensador (f_z)	50 Hz
Frequência do pólo do compensador (f_p)	100 Hz
Ganho do compensador (k_{H1})	254,47
Resistor do controlador de tensão ($R1_c$)	10 k Ω
Capacitor do controlador de tensão ($C1_c$)	470 nF
Capacitor do controlador de tensão ($C2_c$)	470 nF
Resistor do controlador de tensão ($R2_c$)	6,8 k Ω

Fonte: Autorial Própria

Com o projeto do controlador finalizado, através do diagrama de Bode é possível verificar o comportamento da frequência de cruzamento da Função de Transferência de Laço Aberto da tensão ($FTLA_{FT11}$), a função de transferência da planta ($FT11$) e a função de transferência do controlador de tensão (C_{FT11}), apresentadas na Figura 72.

Figura 72 – Módulo e fase de FTL_{FT11} , FT_{11} e C_{FT11} para o sentido reverso com carga RC

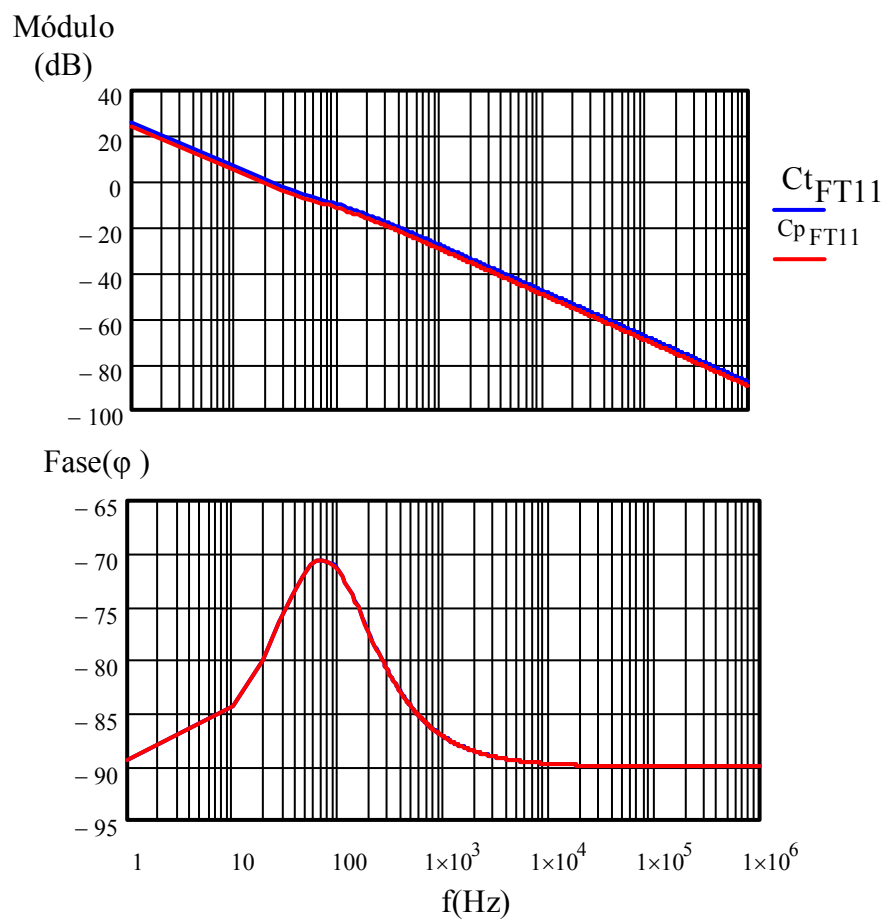


Fonte: Autoria Própria

Observa-se na Figura 72 uma margem de fase de 90,65 graus.

A Figura 73, apresenta a verificação do projeto do compensador de tensão, neste consta o módulo e a fase do compensador teórico (C_{tFT11}) e do compensador prático (C_{pFT11}).

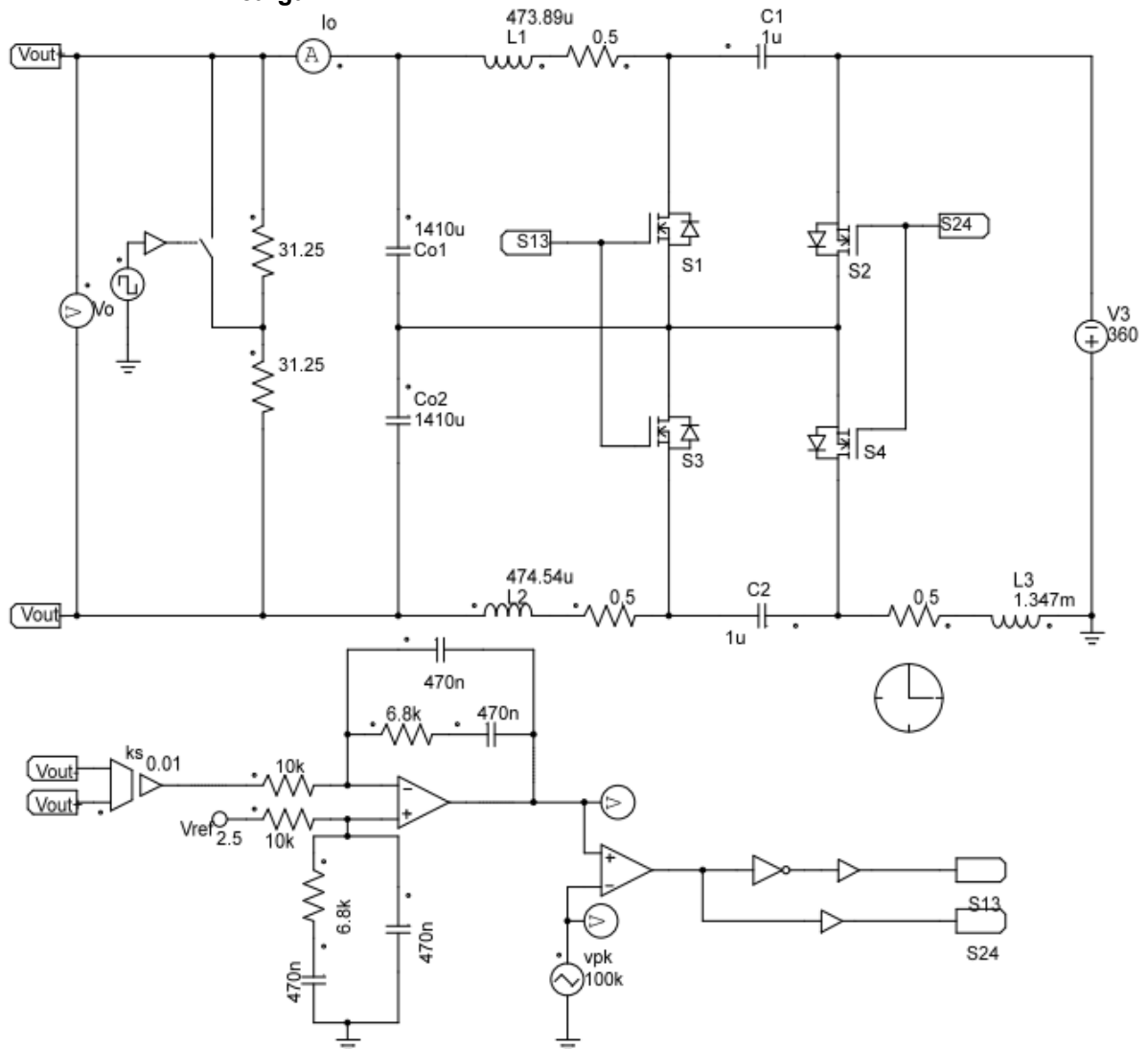
Figura 73 – Módulo e fase do compensador de corrente teórico e prático no sentido reverso



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 84, o circuito utilizado para a realização da simulação numérica do conversor controlado por tensão para o sentido reverso com carga RC.

Figura 74 – Circuito utilizado no controle da tensão de saída para o sentido reverso com carga RC

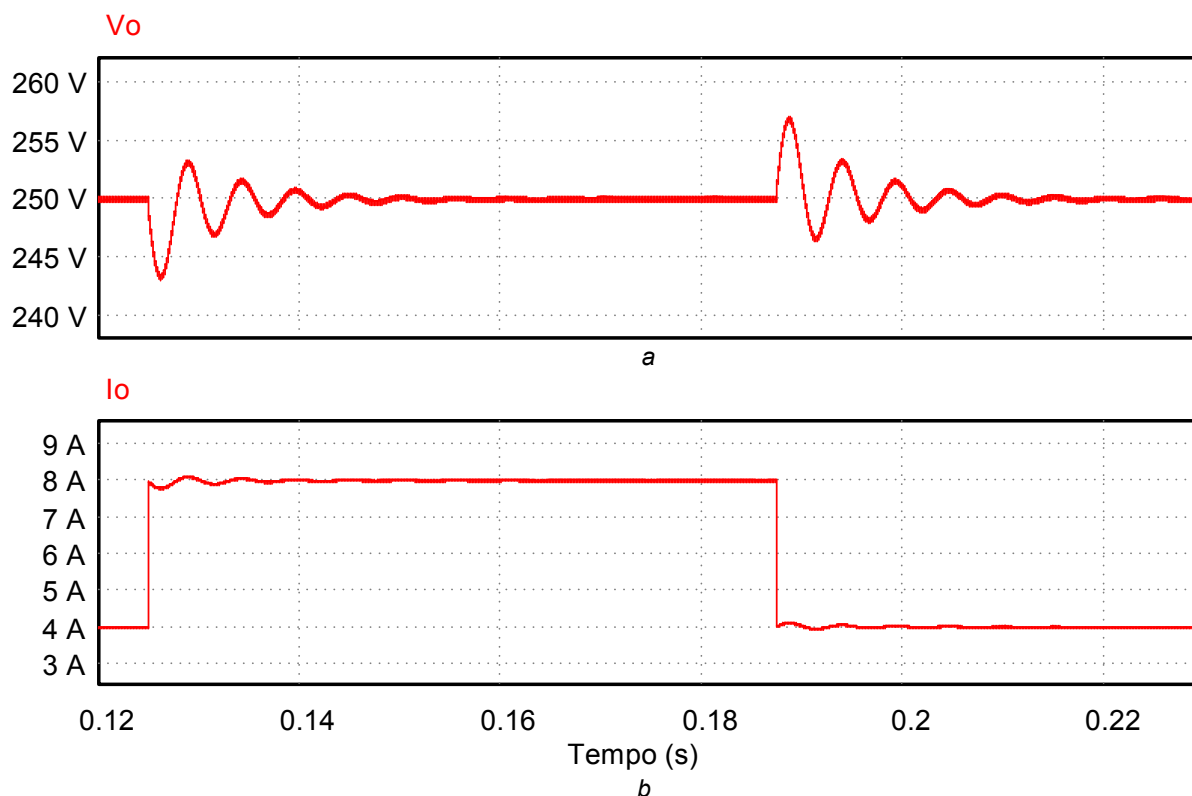


Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 75, a resposta ao degrau de carga, na qual é possível observar que a tensão de saída foi controlada, esta apresenta um máximo sobressinal (M_p) de 2,28% e um tempo de acomodação (t_s) de aproximadamente 46 ms.

Figura 75 – Resposta ao degrau do controle da tensão de saída para o sentido reverso com carga RC

(a) Tensão de saída, (b) Corrente de saída.



Fonte: Autoria Própria

5.4.4 Projeto do sistema de controle da corrente no indutor L_3 no sentido reverso com carga RC

Com os valores da Tabela 10, aplicados na Equação (4.81), obtém-se a Equação (5.17), a qual serviu de base para obter a Figura 76, nesta apresenta-se o diagrama de Bode da função de transferência da corrente no indutor L_3 em função da razão cíclica, para o sentido reverso com carga RC.

$$FT_{12} = \frac{\hat{I}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A_3 * s^3 + A_2 * s^2 + A_1 * s + A_0}{B_4 * s^4 + B_3 * s^3 + B_2 * s^2 + B_1 * s + B_0} \quad (5.17)$$

Onde as constantes são:

$$A_3 = 12,737 \cdot 10^{-9}$$

$$A_2 = 348,11 \cdot 10^{-6}$$

$$A_1 = 11,403$$

$$A_0 = 1016$$

$$B_4 = 28,126 \cdot 10^{-15}$$

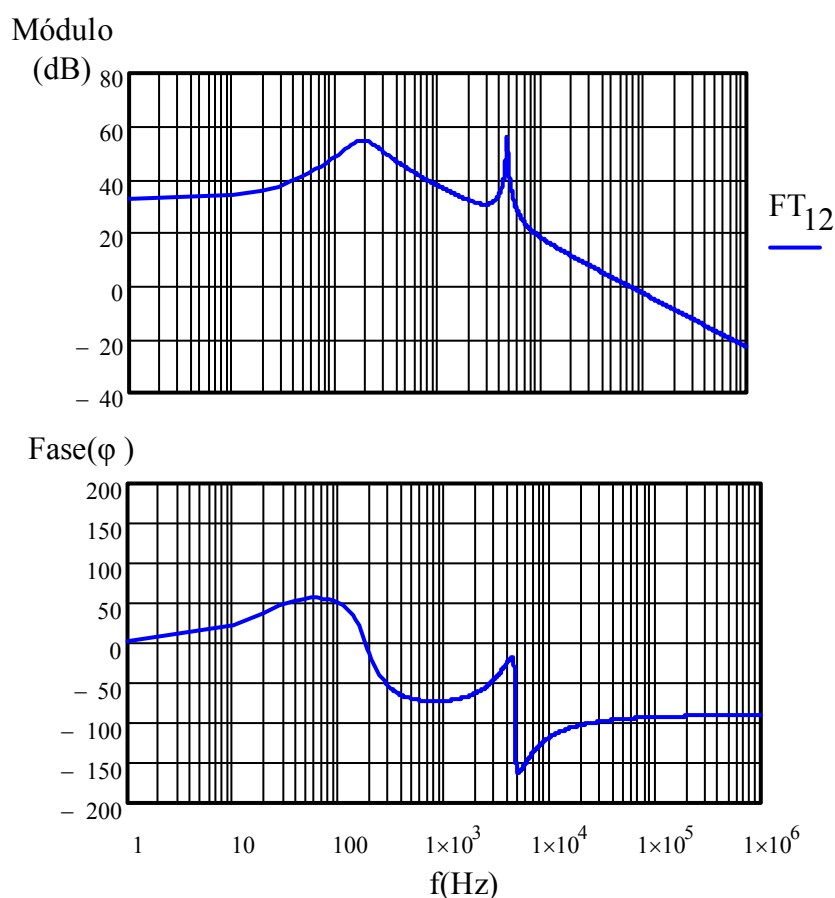
$$B_3 = 41,393 \cdot 10^{-12}$$

$$B_2 = 24,569 \cdot 10^{-6}$$

$$B_1 = 20,176 \cdot 10^{-3}$$

$$B_0 = 22,633$$

Figura 76 – Módulo e fase da função de transferência da corrente I_{L3} para o sentido reverso com carga RC



Fonte: Autoria Própria

Após obter a função de transferência da corrente do indutor L_3 sobre a razão cíclica, para o sentido reverso, inicia-se o projeto do compensador. Primeiramente escolhe-se o valor da tensão de referência, após, aplica-se a Equação (4.96) para obter o ganho do sensor de corrente, define-se o valor de pico da dente-de-serra, então utiliza-se a Equação (4.94) para obter o ganho do modulador PWM.

O próximo passo do projeto é definir a frequência de cruzamento, e as frequências do zero e do polo do compensador.

Aplica-se a equação (4.89), para obter o ganho do compensador, e por fim utiliza-se as equações (4.90), (4.91) e (4.92) para obter os componentes do compensador de corrente.

A Tabela 14 apresenta os valores obtidos para os ganhos dos sensores e dos componentes do compensador de corrente.

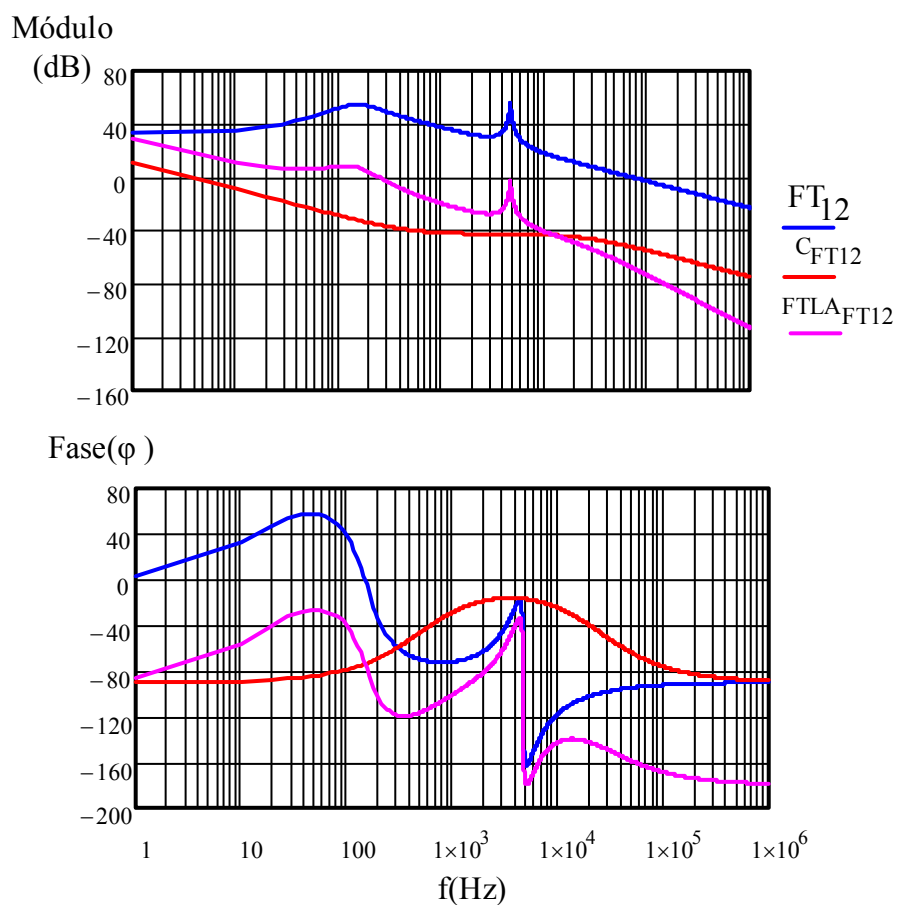
Tabela 14 – Valores obtidos com o projeto de controle de corrente para o sentido reverso com carga RC

Grandeza	Valor
Tensão de referência (V_{ref})	2,5 V
Ganho do Sensor de corrente (k_{si})	0,45
Tensão de pico da dente-de-serra (V_{pk})	3,5 V
Ganho do modulador (K_{PWM})	0,37
Frequência de Cruzamento (f_c)	250 Hz
Frequência do zero do compensador (f_z)	500 Hz
Frequência do pólo do compensador (f_p)	25 kHz
Ganho do compensador (k_{H1})	1162
Resistor do controlador de tensão ($R1_c$)	10 k Ω
Capacitor do controlador de tensão ($C1_c$)	82 nF
Capacitor do controlador de tensão ($C2_c$)	3,3 μ F
Resistor do controlador de tensão ($R2_c$)	100 Ω

Fonte: Autorial Própria

Com o projeto do controlador finalizado, através do diagrama de Bode é possível verificar o comportamento da frequência de cruzamento da Função de Transferência de Laço Aberto da corrente ($FTLA_{FT12}$), a função de transferência da planta ($FT12$) e a função de transferência do controlador de corrente (C_{FT12}) apresentadas na Figura 77.

Figura 77 – Módulo e fase de FTL_{FT12} , FT_{12} e C_{FT12} para o sentido reverso com carga RC

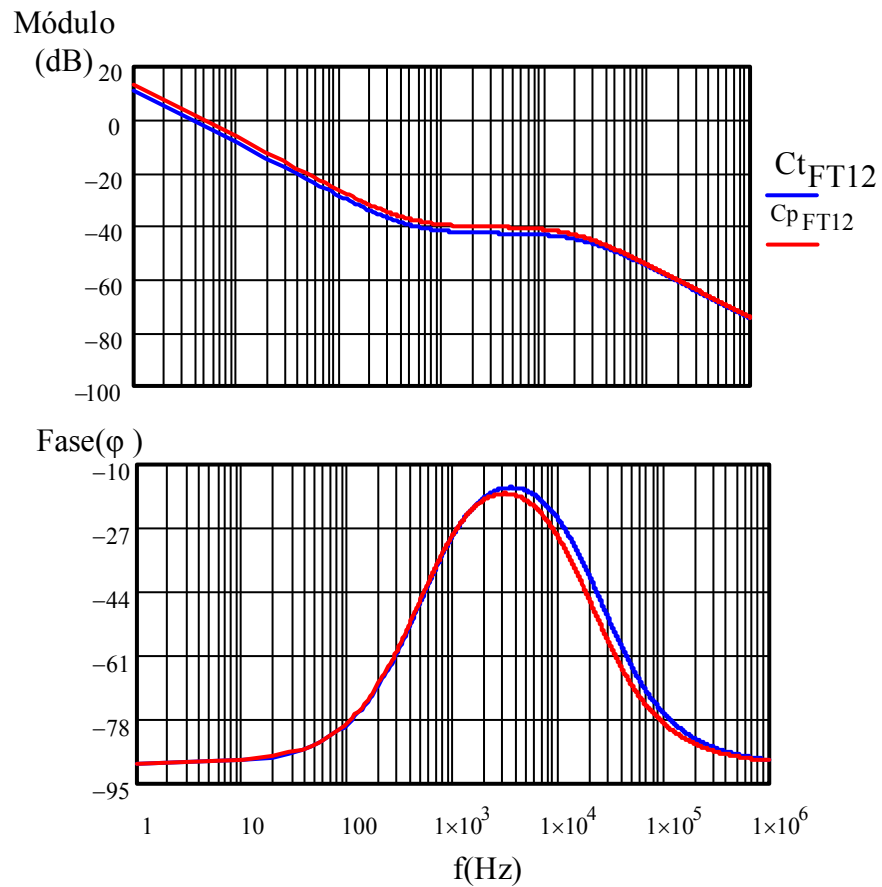


Fonte: Autoria Própria

Observa-se na Figura 77 uma margem de fase de 65,306 graus.

A Figura 78, apresenta a verificação do projeto do compensador de corrente, neste consta o módulo e a fase do compensador teórico (Ct_{FT12}) e do compensador prático (Cp_{FT12}).

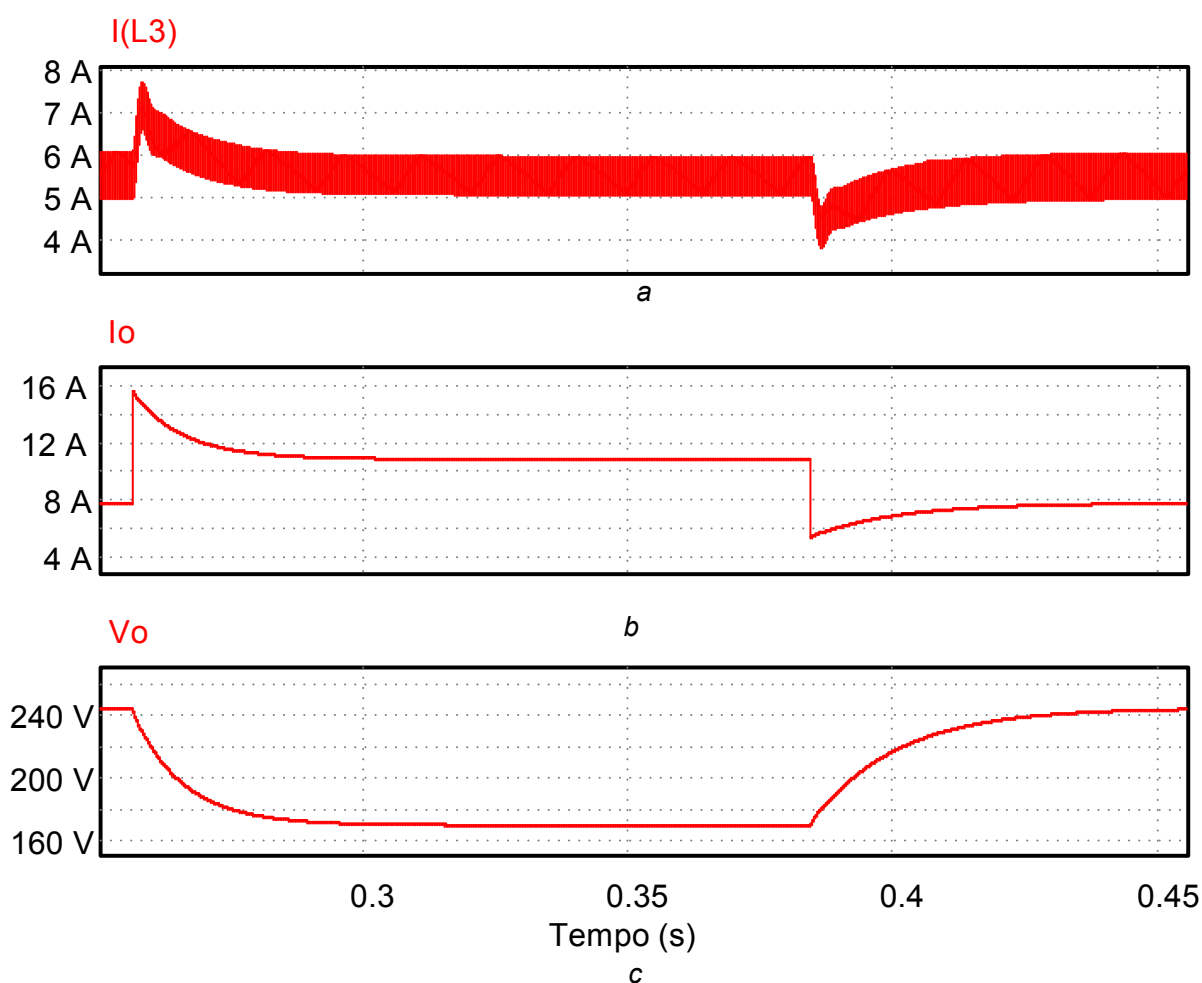
Figura 78 – Módulo e fase do compensador de corrente teórico e prático no sentido reverso com carga RC



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 79, o circuito utilizado para a realização da simulação numérica do conversor controlado por corrente para o sentido reverso com carga RC.

Figura 80 – Resposta ao degrau do controle da corrente sobre o indutor L_3 para o sentido reverso com carga RC
(a) Corrente no indutor L_3 , (b) Corrente de saída, (c) Tensão de saída



Fonte: Autoria Própria

5.4.5 Comparação de resultados

Na Tabela 15, apresenta-se um resumo dos controles de corrente e tensão elaborados para ambos os sentidos de operação, considerando carga RC.

A Tabela 15 apresenta a frequência de cruzamento adotada, o máximo sobressinal e o tempo de acomodação, de cada controle simulado.

Tabela 15 – Resumo dos controles de corrente e tensão simulados

Frequência de Cruzamento (fc)	Máximo sobressinal (Mp)	Tempo de acomodação (ts)	Tipos de Controle
100 Hz	1,067%	60 ms	Tensão de saída para o sentido direto com carga RC
50 Hz	2,28%	46 ms	Tensão de saída para o sentido reverso com carga RC
200 Hz	18,57%	265 ms	Corrente I_{L3} para o sentido direto com carga RC
250 Hz	26%	50 ms	Corrente I_{L3} para o sentido reverso com carga RC

Fonte: Autoria Própria

5.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se a metodologia detalhada do projeto do conversor. Primeiramente apresentaram-se as equações utilizadas para o cálculo dos componentes do conversor. Após isso, apresentaram-se os resultados obtidos na simulação numérica, com a apresentação das formas de onda.

Por fim, apresentou-se os projetos dos sistemas de controle utilizados, contendo os valores das grandezas obtidas para cada controlador e os resultados obtidos na simulação numérica, os quais comprovam o funcionamento adequado do sistema de controle elaborado.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é apresentado os resultados experimentais que servem de base para validar todo o estudo teórico apresentado do conversor Cúk bidirecional com dobrador de tensão. Para tanto, utilizando o projeto da placa de circuito impresso, foi realizada a montagem do protótipo do conversor e da placa de controle.

Primeiramente, apresenta-se o conversor Cúk implementado com suas dimensões definidas e a tabela com as especificações dos componentes utilizados.

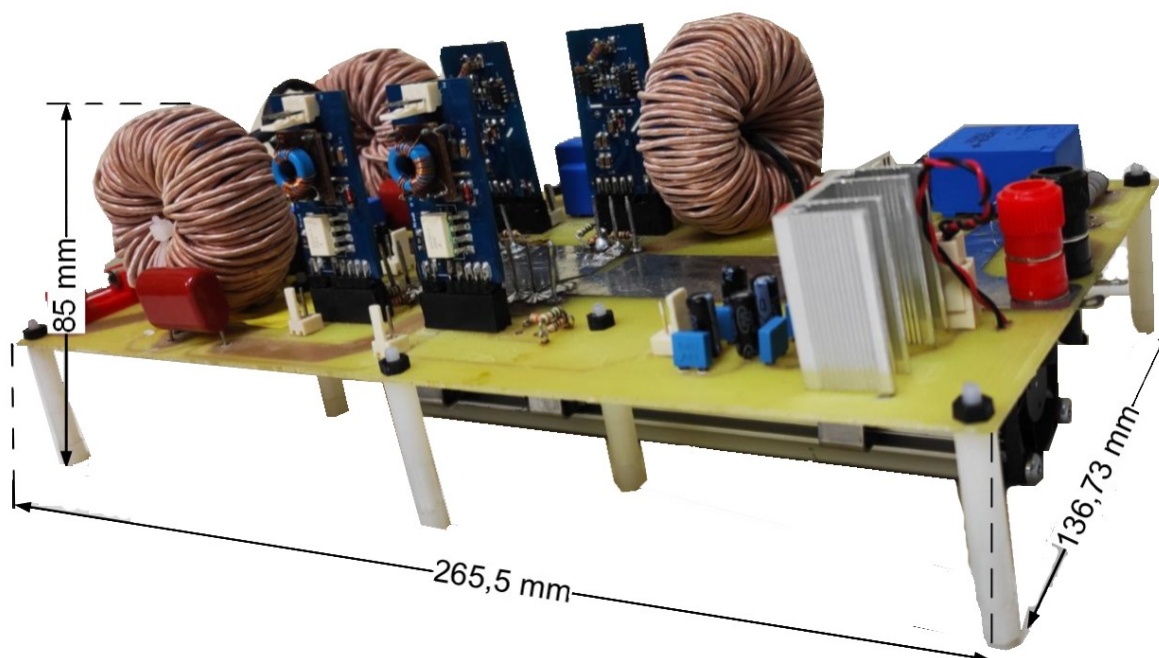
Posteriormente, apresenta-se a placa de controle com suas dimensões e uma tabela constando as especificações dos componentes utilizados.

As formas de onda experimentais obtidas nos ensaios em malha aberta e em malha fechada, bem como os gráficos constando os ensaios de rendimento do conversor em ambos os sentidos de operação, são apresentados na sequência do capítulo.

6.1 PLACA DE POTÊNCIA E PLACA DE CONTROLE

Seguindo o leiaute da placa de potência e os valores apresentados na Tabela 10 foi construído o protótipo do conversor Cúk. A Figura 81 apresenta o protótipo implementado e na Tabela 16, detalha-se os principais componentes utilizados na construção do protótipo.

Figura 81 – Conversor Cúk bidirecional implementado



Fonte: Autoria Própria

Tabela 16 – Componentes utilizados na construção do protótipo

Componentes	Especificação
Indutores L ₁ e L ₂	Indutância L ₁ : 473,89 μ F Indutância L ₂ : 474,54 μ F Número de espiras: 57 Fio: 2x Litz 32x32 AWG Núcleo: 0088439A7 AmoFlux
Indutor L ₃	Indutância: 1,347 mF Número de espiras: 97 Fio: Litz 32x32 AWG Núcleo: 0088439A7 AmoFlux
Capacitores C ₁ e C ₂	1 μ F (630 V)
Interruptores S ₁ , S ₂ , S ₃ e S ₄	SCT3080AL (650 V/ 30 A/ 80 m Ω)
Dissipador	LAM3K15012
Sensor de corrente	LAH 25-NP
Sensor de tensão	LV 20-P
Resistor do sensor de tensão	2x 22 k Ω (3 W) 1x 10 k Ω (3 W)
Fusíveis de proteção	3x 10 A
Regulador de tensão	LM7812

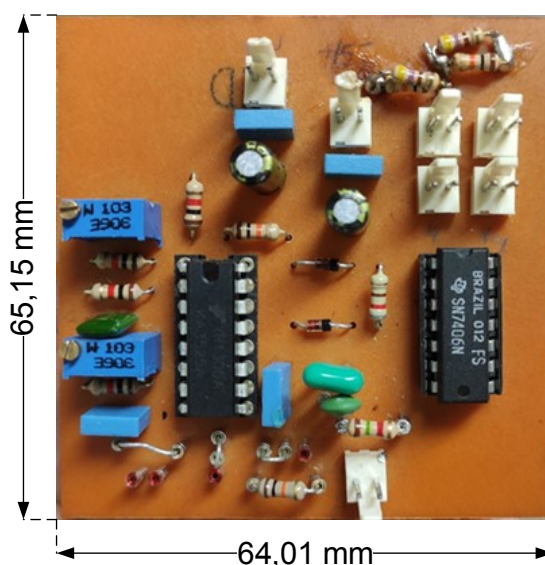
Fonte: Autoria Própria

Na placa responsável pelo comando e controle do conversor foi utilizado o circuito integrado UC3525 e um buffer SN7406, a fim de gerar os pulsos de comando demandados pelos interruptores.

A placa foi construída de maneira que possibilita a troca rápida dos componentes que compõem o circuito do compensador PI presente na placa. Assim, pode-se implementar de maneira prática os sistemas de controle projetados.

A Figura 82 apresenta a placa de controle implementada e na Tabela 17, detalha-se os principais componentes utilizados na construção desta placa.

Figura 82 – Placa de controle implementada



Fonte: Autoria Própria

Tabela 17 – Componentes utilizados na construção da placa de controle

Componentes	Especificação
Circuito integrado	UC3525 SN7406
Potenciômetro	2x R-TRIMM3296W (10 k Ω)
Diodo	2x 1N4148
Capacitores eletrolítico	2x 10 μ F (50 V)
Capacitores de poliéster	2x 10 nF (63 V) 1x 1 nF (63 V)
Resistores	1x 100 nF (63 V) 4x 1 k Ω (1/4 W) 3x 10 k Ω (1/4 W) 1x 820 Ω (1/4 W) 2x 470 Ω (1/4 W)

Fonte: Autoria Própria

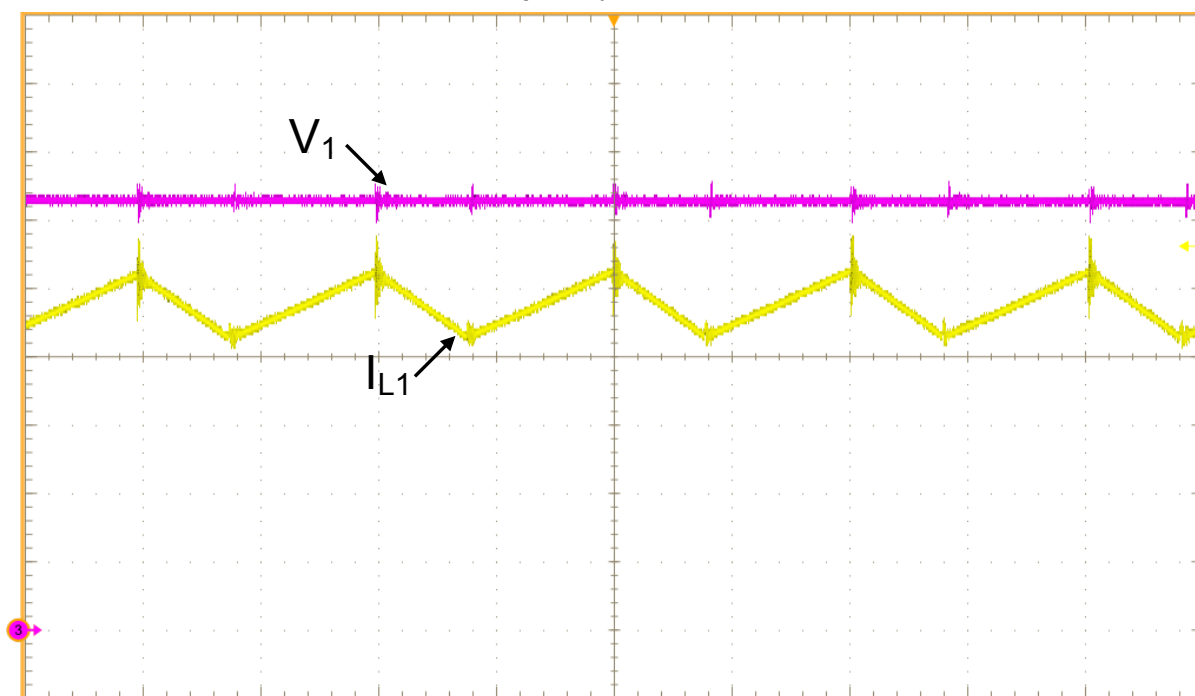
6.2 RESULTADOS OBTIDOS NA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA EM MALHA ABERTA

Nesta seção, são apresentadas as formas de onda obtidas na implementação prática, para ambos os sentidos de operação do conversor Cúk bidirecional, operando em malha aberta.

6.2.1 Formas de onda obtidas no sentido direto em malha aberta com carga RC

Na Figura 83, apresentam-se a tensão e a corrente na fonte V_1 , observa-se que a tensão média é igual a 125,54 V e a corrente média é igual a 9,536 A.

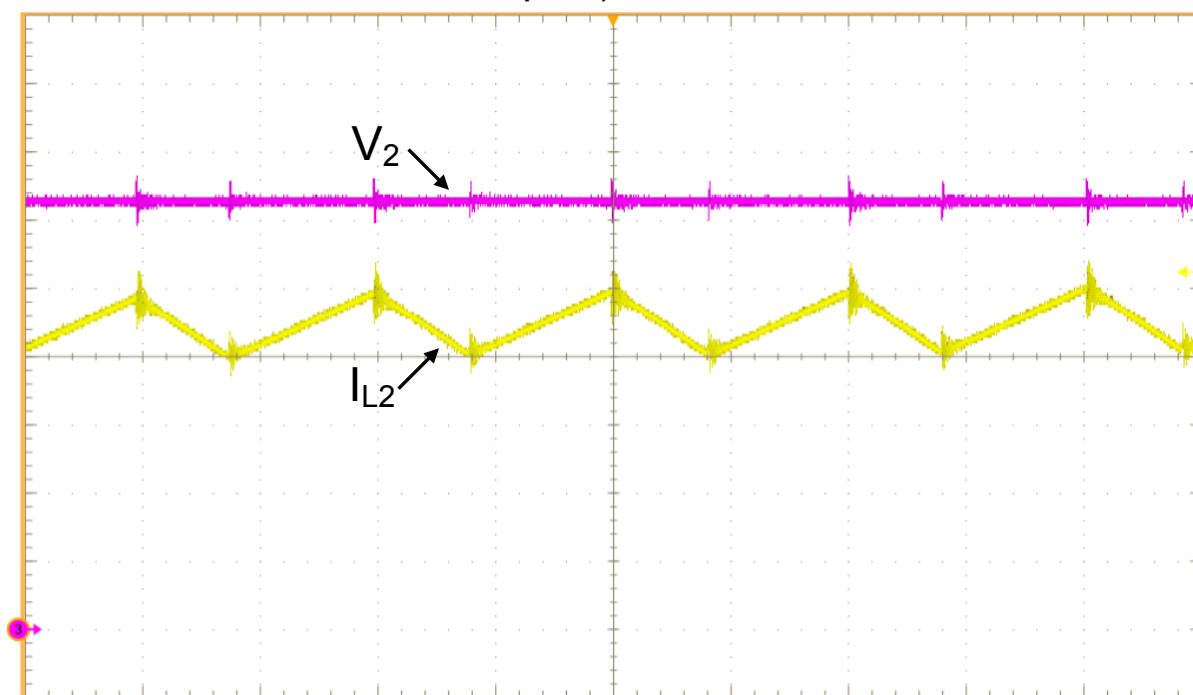
Figura 83 – Tensão e corrente na fonte V_1 (escalas verticais: I_{L1} - 2 A/div, V_1 - 20 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 84, apresentam-se a tensão e a corrente na fonte V_2 , observa-se que a tensão média é igual a 125,44 V e a corrente média é igual a 8,958 A.

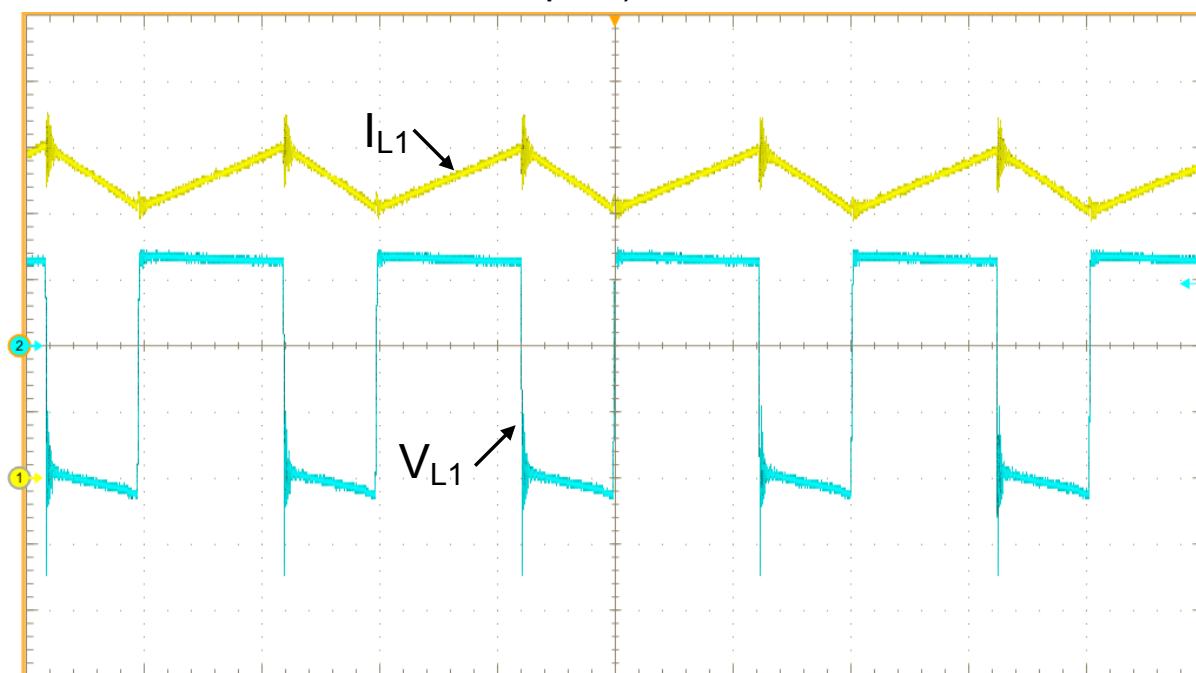
Figura 84 – Tensão e corrente na fonte V_2 (escalas verticais: I_{L2} - 2 A/div, V_2 - 20 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 85, apresentam-se a tensão e a corrente no indutor L_1 , observa-se que a corrente no indutor L_1 é a mesma corrente da fonte V_1 , com valor médio igual a 9,11 A. Em relação a tensão sobre o indutor L_1 , é possível notar a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 5 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 48, observa-se que o valor máximo de tensão presente na forma de onda da tensão no indutor L_1 é igual a 130,93 V e o valor mínimo de tensão é igual a -203,24 V.

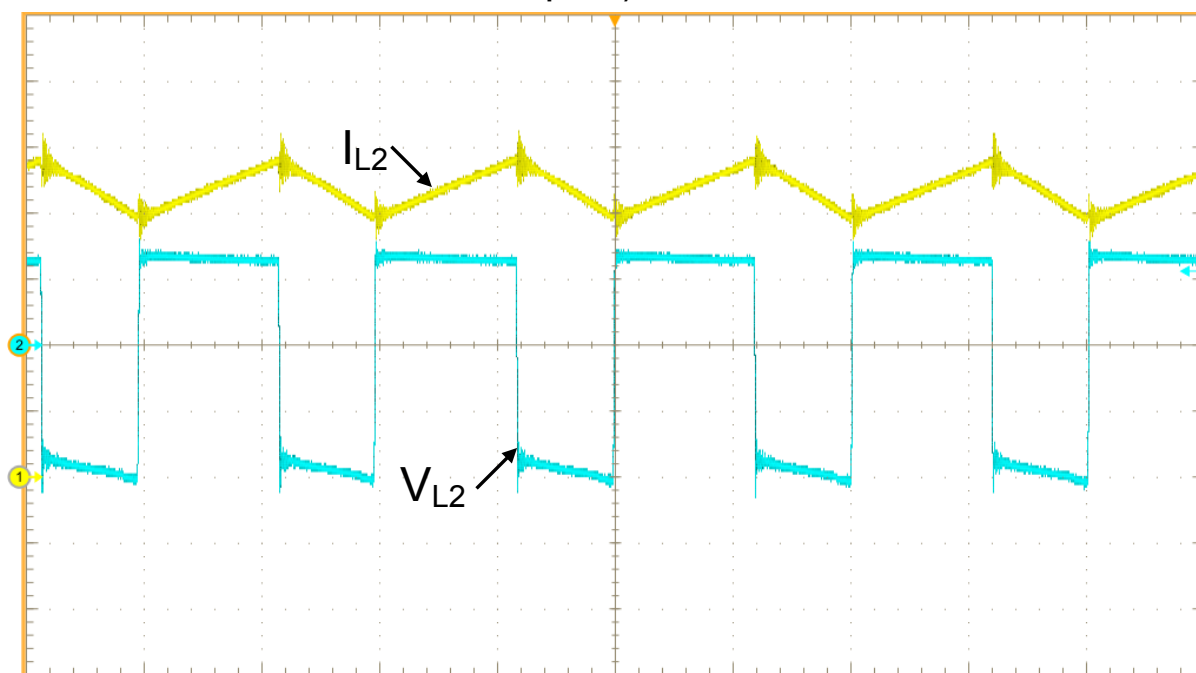
Figura 85 – Tensão e corrente no indutor L_1 (escalas verticais: I_{L1} - 2 A/div, V_{L1} - 100 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 86, apresentam-se a tensão e a corrente no indutor L_2 , observa-se que a corrente no indutor L_2 é a mesma corrente da fonte V_2 , com valor médio igual a 8,73 A. Em relação a tensão sobre o indutor L_2 , é possível notar a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 5 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 48, observa-se que o valor máximo de tensão presente na forma de onda da tensão no indutor L_2 é igual a 129,78 V e o valor mínimo de tensão é igual a -192,92 V.

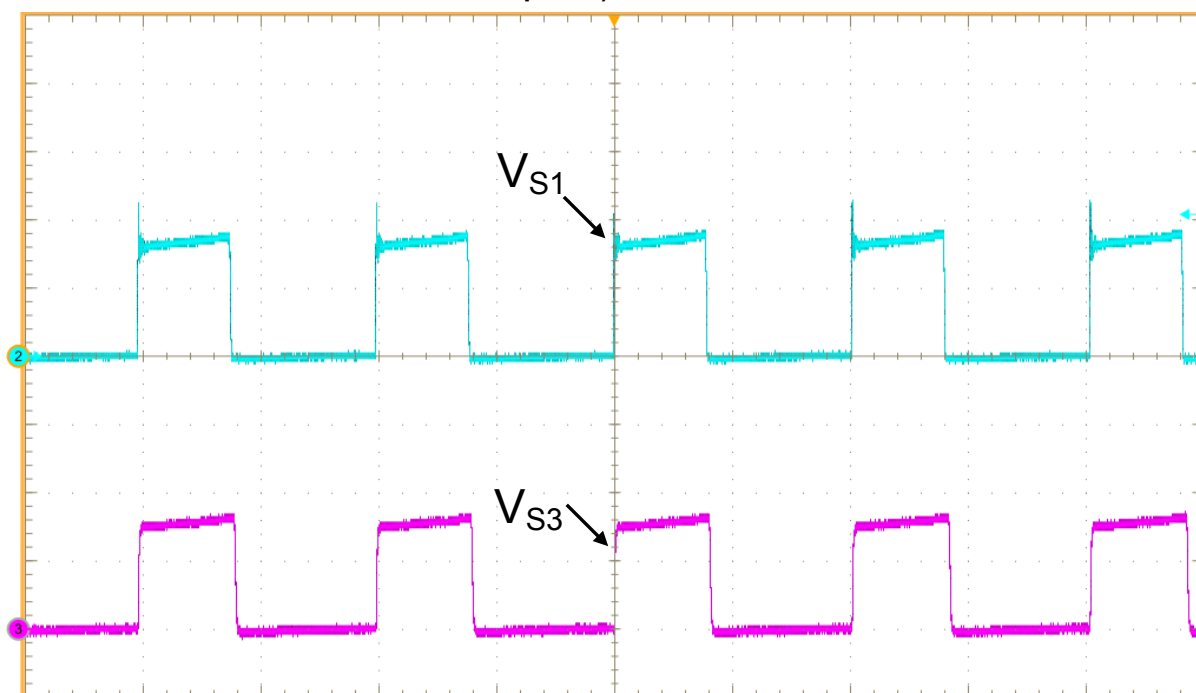
Figura 86 – Tensão e corrente no indutor L_2 (escalas verticais: I_{L2} - 2 A/div, V_{L2} - 100 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 87 a tensão sobre os interruptores S_1 e S_3 . Na primeira etapa de operação do conversor os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir, conseqüentemente a tensão sobre eles é igual a 0 V. No período complementar os interruptores S_1 e S_3 permanecem bloqueados, neste período observa-se que os valores máximos das tensões sobre os interruptores S_1 e S_3 , são iguais à 457,8 V e 344,77 V, respectivamente.

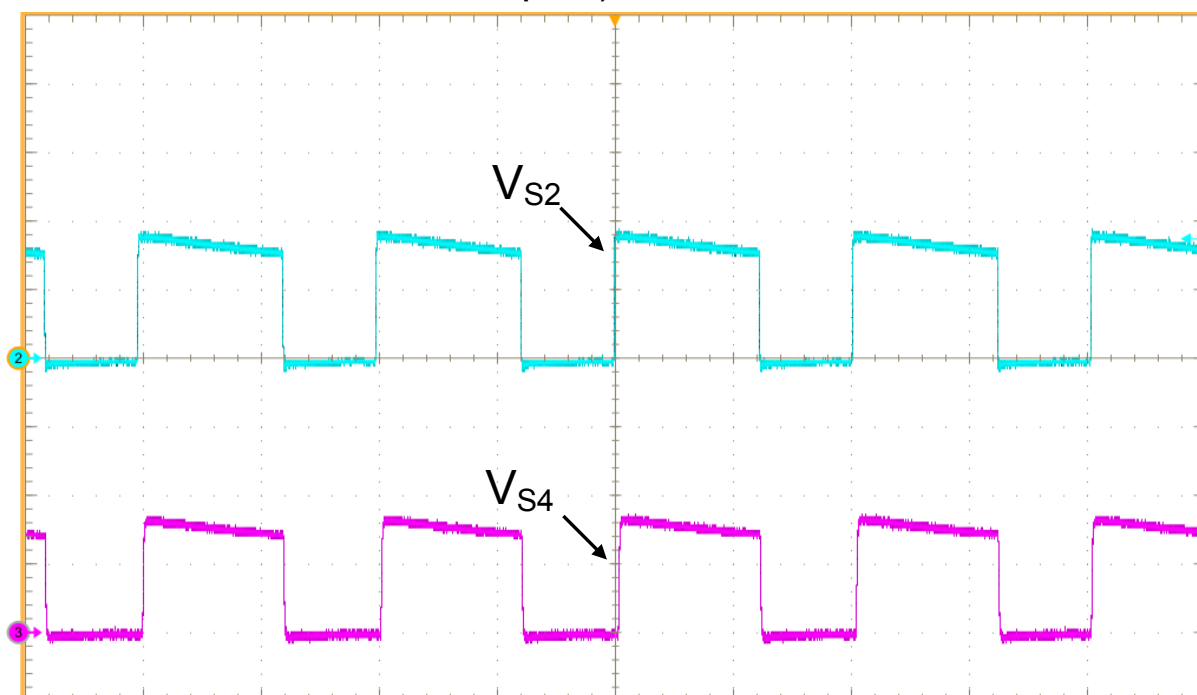
Figura 87 – Tensão nos interruptores S_1 e S_3 (escalas verticais: V_{S1} e V_{S3} - 200 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 88 a tensão sobre os interruptores S_2 e S_4 . Na primeira etapa de operação do conversor os interruptores S_2 e S_4 estão bloqueados, nesta etapa, observa-se que os valores máximos das tensões sobre os interruptores S_2 e S_4 , são iguais à 376,37 V e 344,3 V, respectivamente. Durante a segunda etapa de operação os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir, sendo assim, a tensão medida é igual a 0 V.

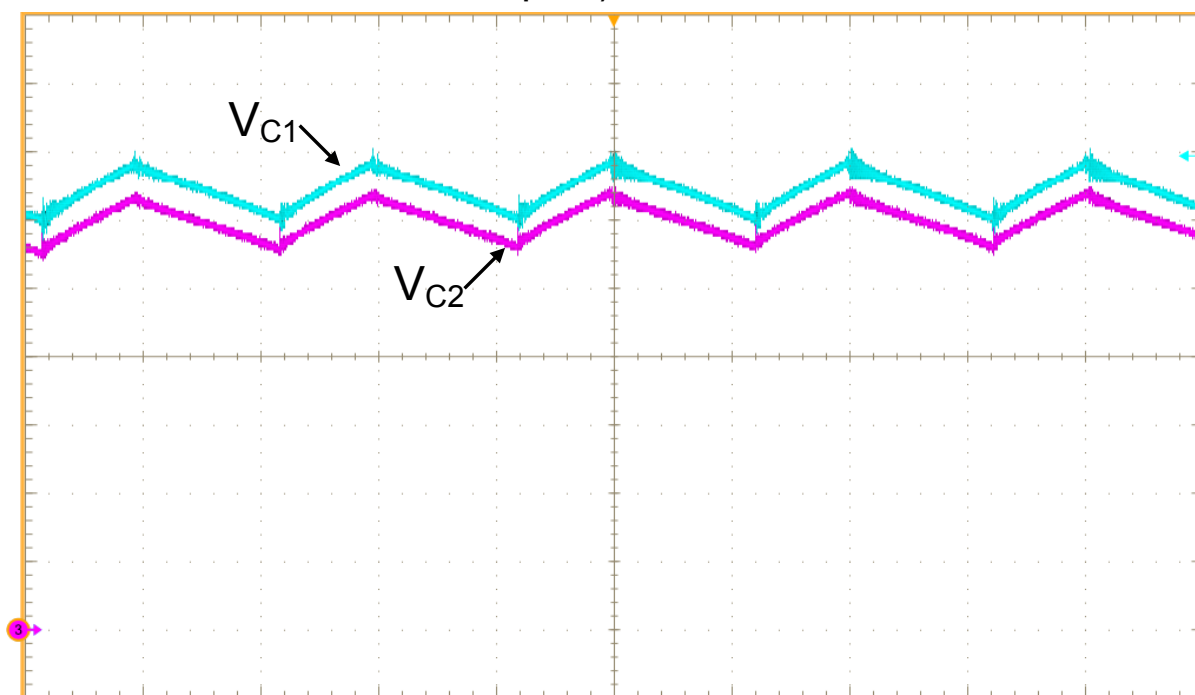
Figura 88 – Tensão nos interruptores S_2 e S_4 (escalas verticais: V_{S2} e V_{S4} - 200 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

A tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 são apresentadas na Figura 89, observa-se a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 6 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 52. Entretanto, nota-se um pequeno desequilíbrio entre as tensões nos capacitores, o que pode ser justificado pelo fato do conversor possuir o conceito de dobrador de tensão, sendo assim, possui alimentação dividida no sentido direto de operação, e como os componentes envolvidos em cada braço do conversor não são perfeitamente iguais, nota-se o desequilíbrio da tensão. Observa-se que os valores médios das tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 , são iguais à 321,63 V e 294,75 V, respectivamente.

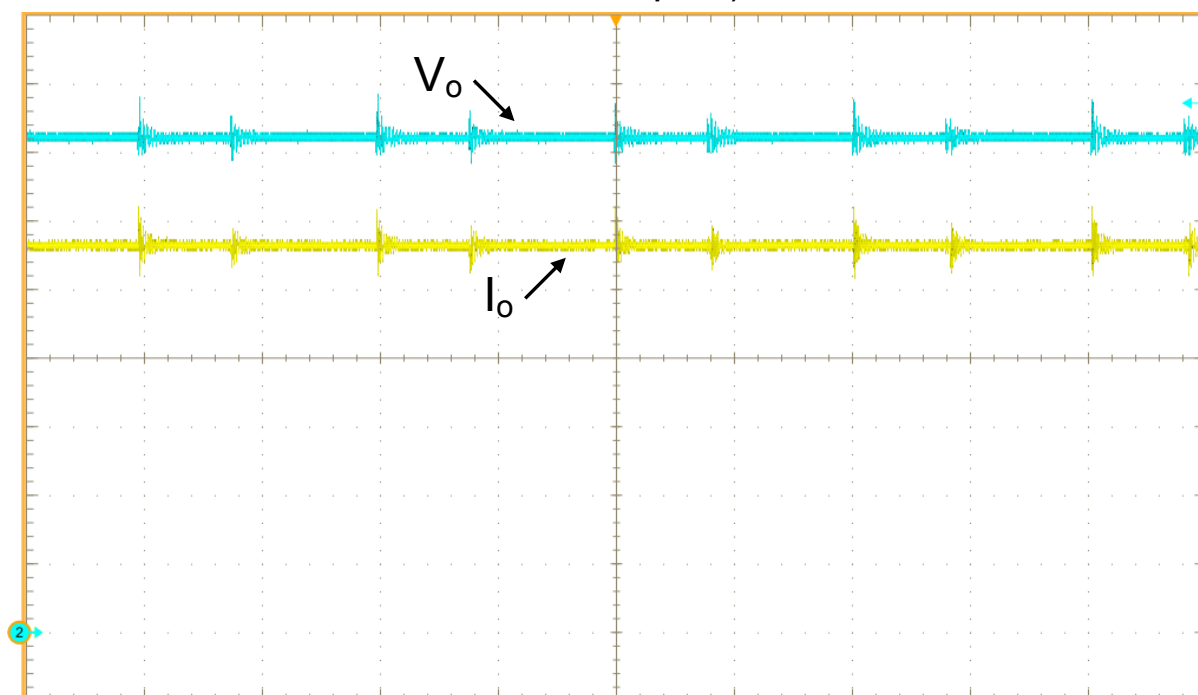
Figura 89 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 (escalas verticais: V_{C1} e V_{C2} - 50 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 90, apresentam-se a tensão e a corrente na saída do conversor, observa-se que a tensão média é igual a 360,48 V e a corrente média é igual a 5,636 A. Assim, a potência processada pelo conversor é de aproximadamente 2032 W.

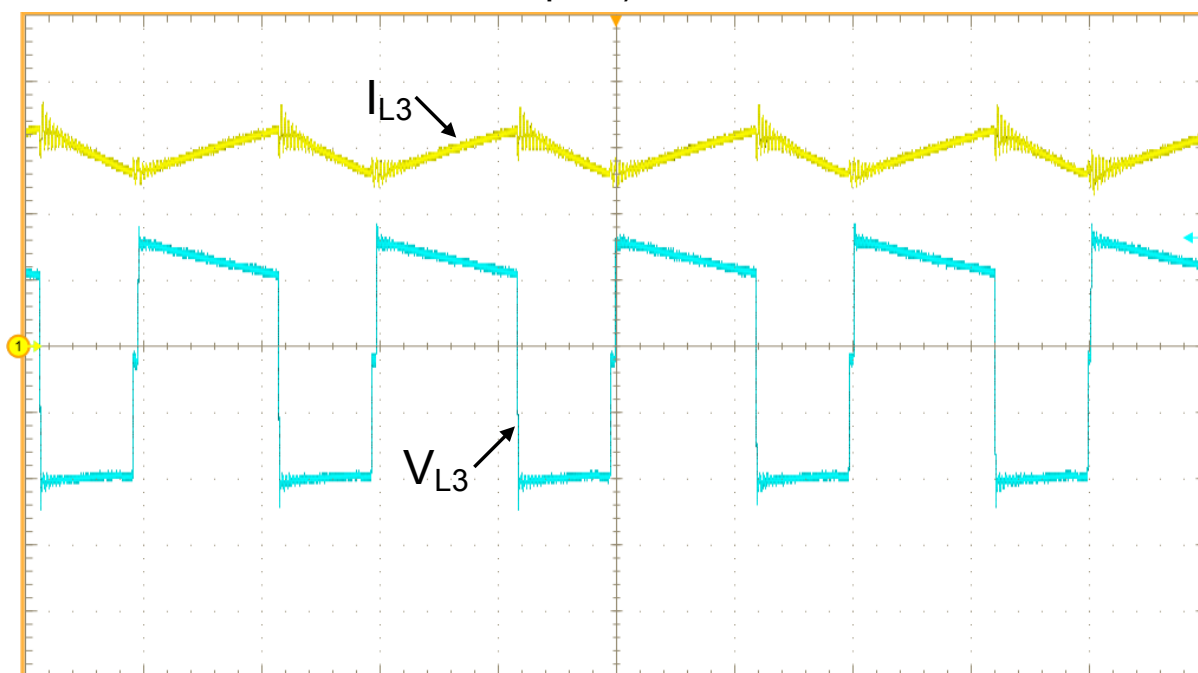
Figura 90 – Tensão e corrente na saída do conversor (escalas verticais: I_o - 1 A/div, V_o - 50 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 91, apresentam-se a tensão e a corrente no indutor L_3 , observa-se que a corrente no indutor L_3 é a mesma corrente da fonte V_3 , com valor médio igual a 5,813 A. Em relação a tensão sobre o indutor L_3 , é possível notar a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 5 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 48, observa-se que o valor máximo de tensão presente na forma de onda da tensão no indutor L_3 é igual a 246,26 V e o valor mínimo da tensão é igual a -401,75 V.

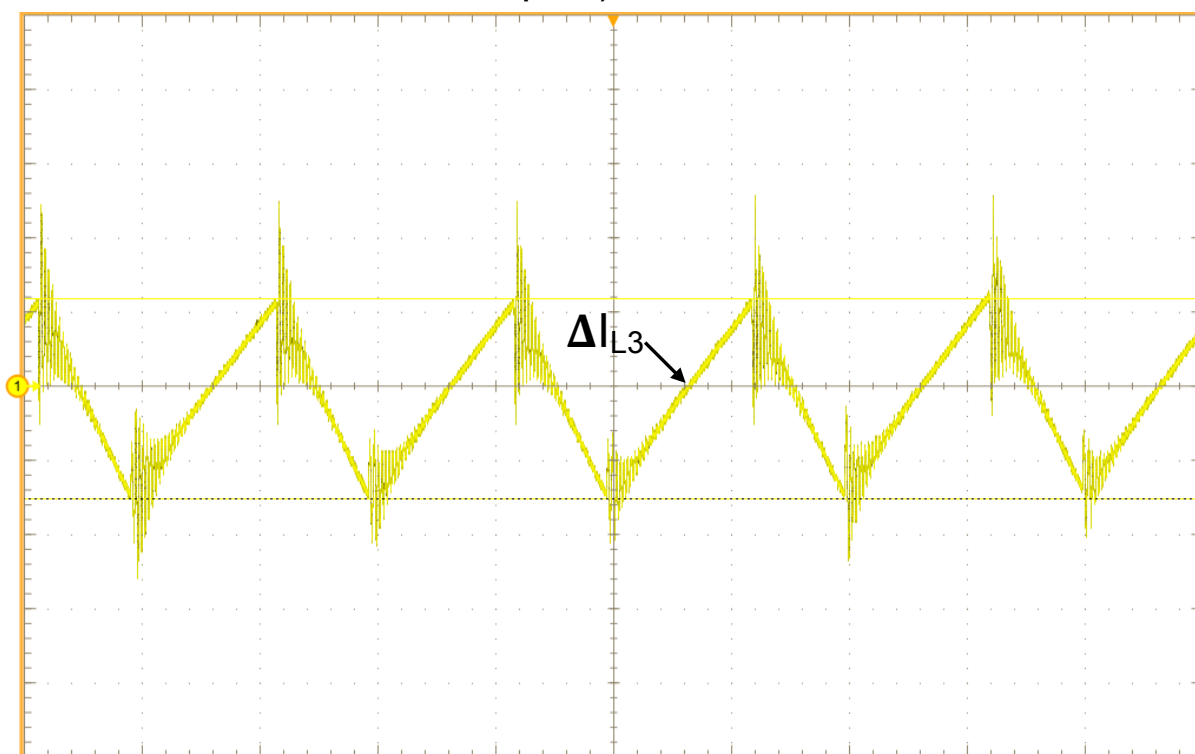
Figura 91 – Tensão e corrente no indutor L_3 (escalas verticais: I_{L3} - 2 A/div, V_{L3} – 200 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 92, apresenta-se a ondulação de corrente no indutor L_3 , observa-se que a ondulação obtida foi um pouco superior aos 20% especificado no projeto. Entretanto, está dentro do aceitável, pois, na prática é difícil de se obter uma indutância perfeita, igual a projetada, sendo a ondulação projetada igual a 1,1 A e a obtida igual 1,35 A.

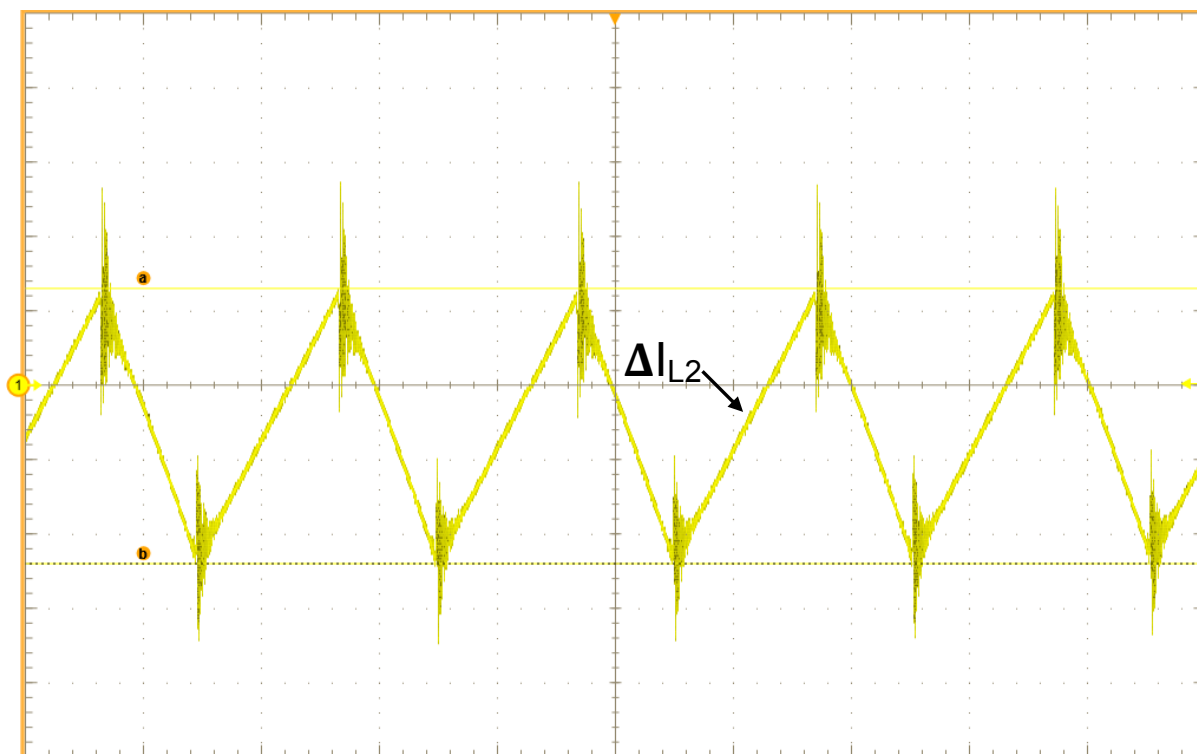
Figura 92 – Ondulação de corrente no indutor L_3 (escala vertical: $\Delta i_{L3} - 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 93, apresenta-se a ondulação de corrente no indutor L_2 , observa-se que a ondulação obtida foi próxima à especificada no projeto. Entretanto, possui valor nominal superior ao projetado. Isto se justifica, pelo fato dos valores médios de corrente, obtidos na prática, serem um pouco superiores aos projetados, considerando que o valor médio da corrente no indutor L_2 é igual a $8,958 \text{ A}$ e a ondulação obtida é igual a $1,85 \text{ A}$, têm-se $20,65\%$ de ondulação, o que é próximo aos 20% projetado.

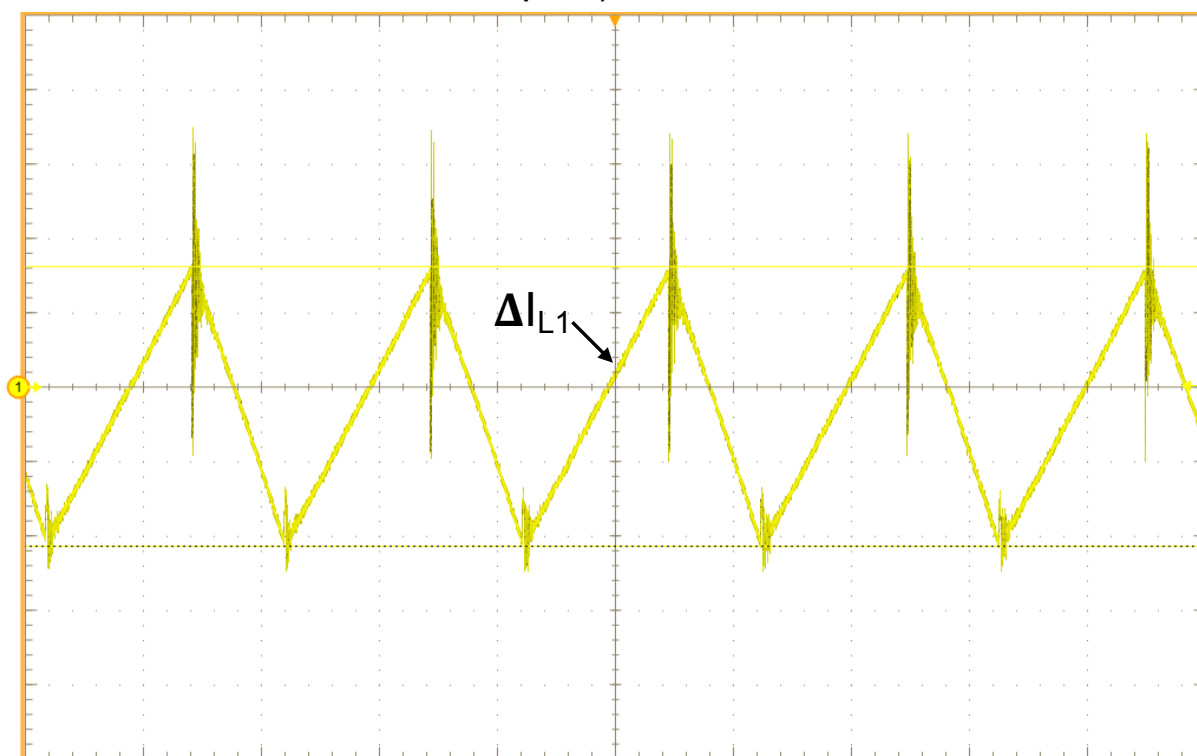
Figura 93 – Ondulação de corrente no indutor L_2 (escala vertical: $\Delta i_{L2} - 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 94, apresenta-se a ondulação de corrente no indutor L_1 , da mesma maneira como ocorreu com a ondulação no indutor L_2 , observa-se que a ondulação obtida foi próxima à especificada no projeto. Considerando que o valor médio da corrente no indutor L_1 é igual a $9,11 \text{ A}$ e a ondulação obtida é igual $1,88 \text{ A}$, têm-se $20,64\%$ de ondulação.

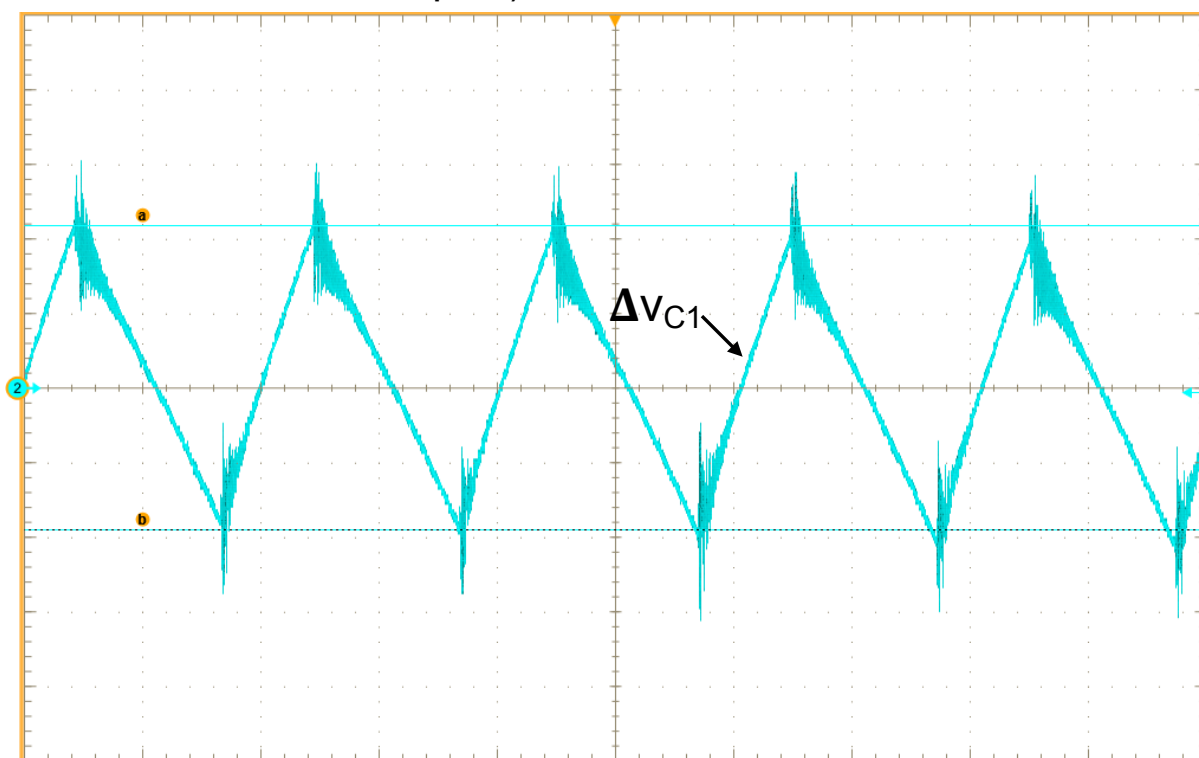
Figura 94 – Ondulação de corrente no indutor L_1 (escala vertical: $\Delta i_{L1} - 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

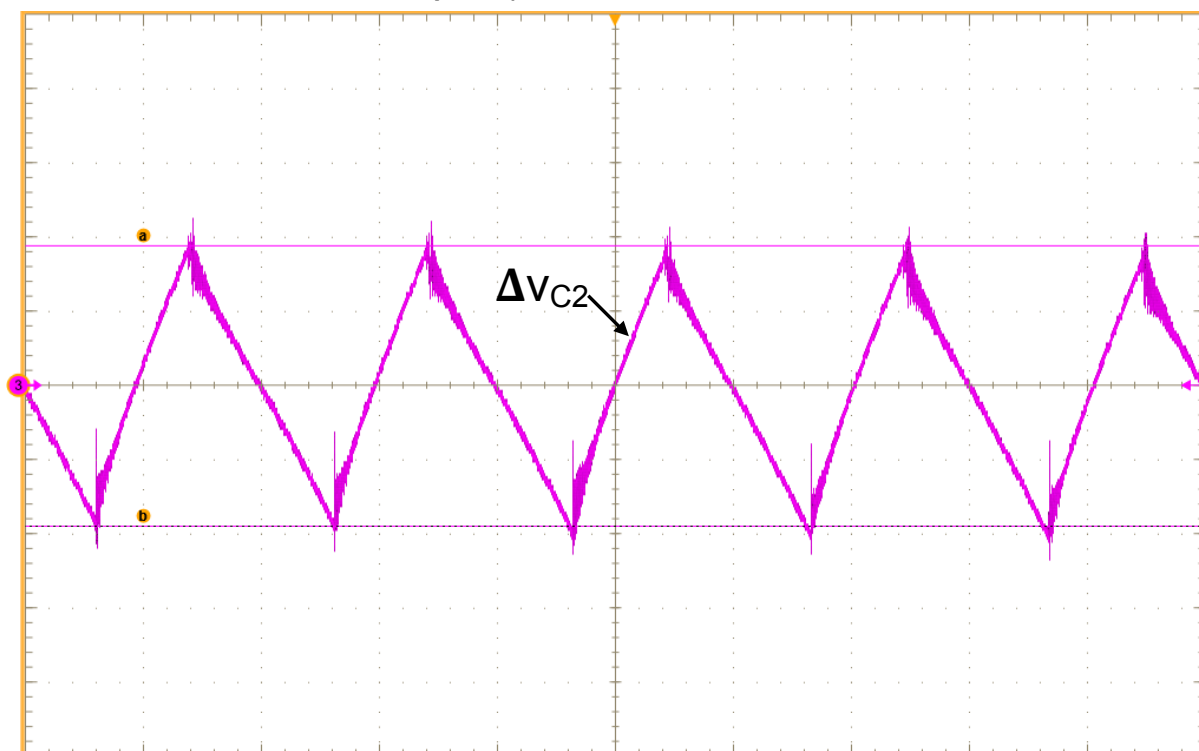
Nas Figuras 95 e 96, apresentam-se as ondulações de tensão nos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Considerando que o valor médio da tensão no capacitor C_1 , foi superior ao valor médio da tensão no capacitor C_2 , devido ao desequilíbrio de tensão entre estes componentes, então, observa-se que a ondulação obtida no capacitor C_1 é superior a ondulação obtida no capacitor C_2 , com valores nominais iguais a $40,8 \text{ V}$ e $37,8 \text{ V}$, respectivamente.

Figura 95 – Ondulação de tensão no capacitor C_1 (escala vertical: $\Delta V_{C1} - 10 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Figura 96 – Ondulação de tensão no capacitor C_2 (escala vertical: $\Delta V_{C2} - 10 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)

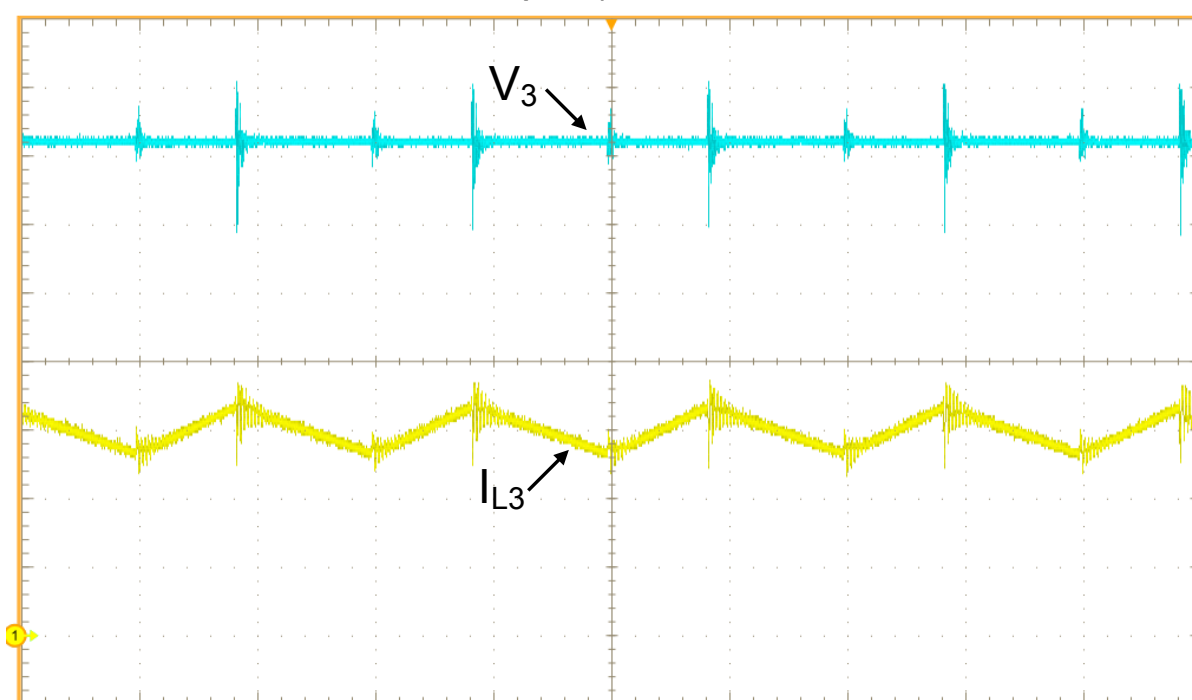


Fonte: Autoria Própria

6.2.2 Formas de onda obtidas no sentido reverso em malha aberta com carga RC

Considerando o sentido reverso de operação, neste momento a fonte V_3 passa a ser a fonte de entrada e as fontes V_1 e V_2 são substituídas por cargas RC, as quais representam a saída do conversor, como foi apresentado na Figura 28. Na Figura 97, apresentam-se a tensão e a corrente na fonte V_3 , observa-se que a tensão média é igual a 360,06 V e a corrente média é igual a 5,955 A.

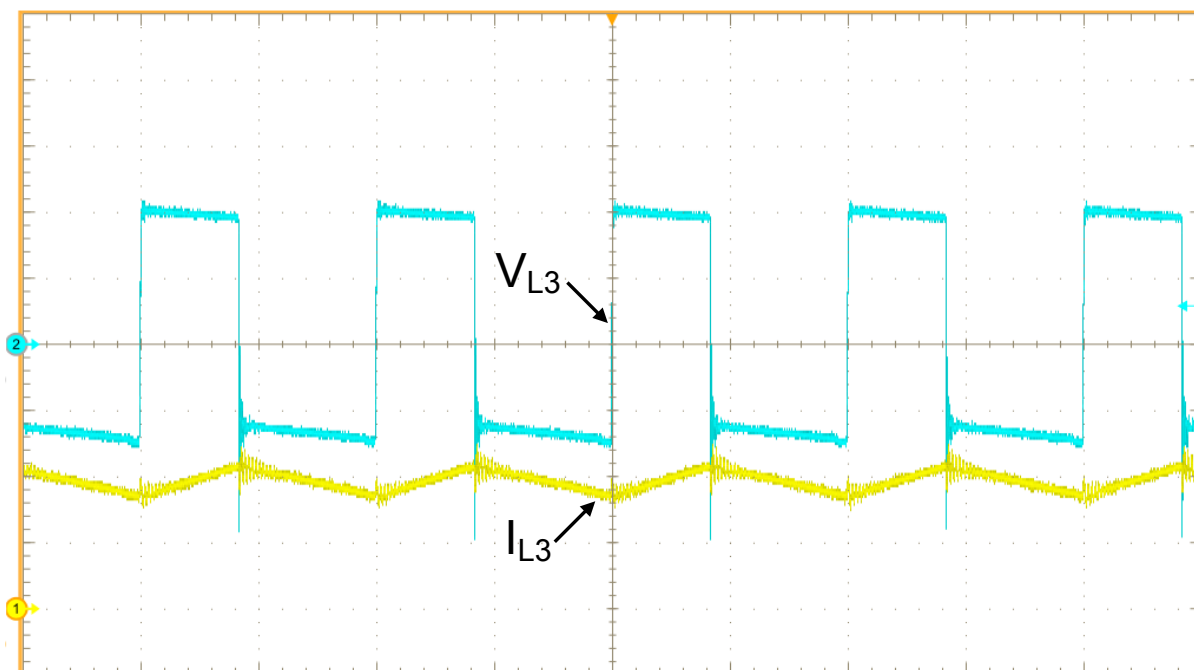
Figura 97 – Tensão e corrente na fonte V_3 (escalas verticais: $I_{L3} - 2$ A/div, $V_3 - 50$ V/div e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 98, apresentam-se a tensão e a corrente no indutor L_3 , observa-se que a corrente no indutor L_3 é a mesma corrente da fonte V_3 , com valor médio igual a 5,81 A. Em relação a tensão sobre o indutor L_3 , é possível notar a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 15 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 56, observa-se que o valor máximo da tensão presente na forma de onda da tensão no indutor L_3 é igual a 390,22 V e o valor mínimo de tensão é igual a -257,9 V.

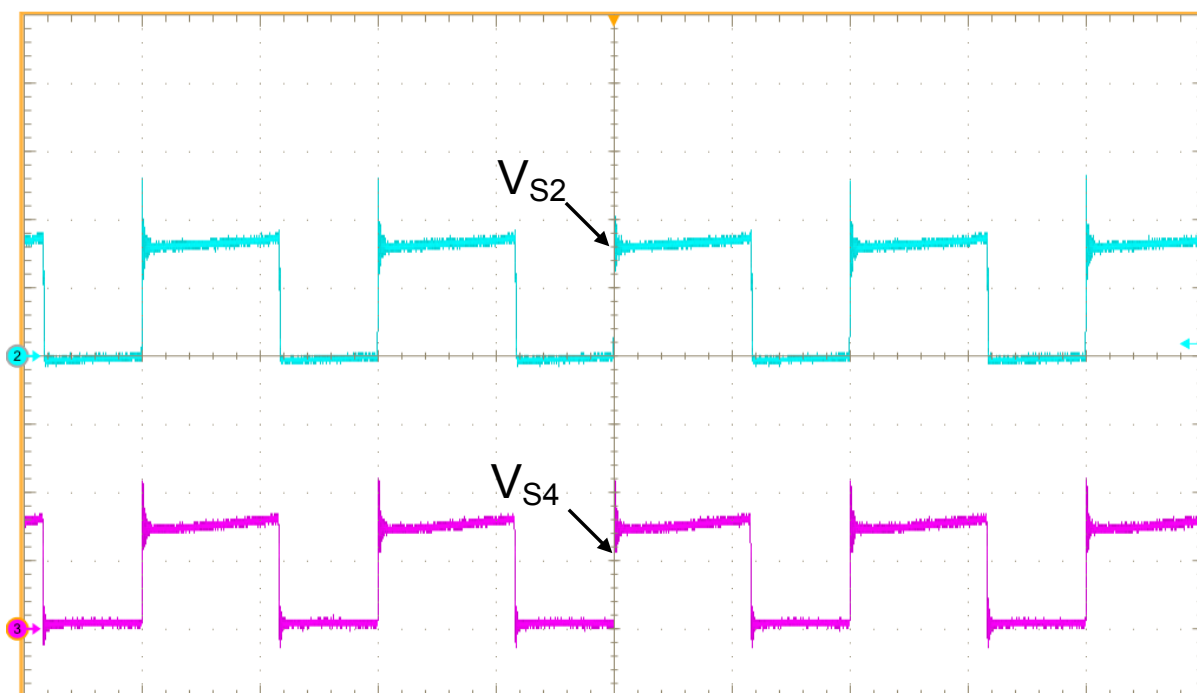
Figura 98 – Tensão e corrente no indutor L_3 (escalas verticais: I_{L3} - 3 A/div, V_{L3} – 200 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 99 a tensão sobre os interruptores S_2 e S_4 . Neste sentido de operação, na primeira etapa de operação do conversor os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir, conseqüentemente a tensão sobre eles que é igual a 0 V. Durante a segunda etapa, os interruptores S_2 e S_4 estão bloqueados, neste período, observa-se que os valores máximos das tensões sobre os interruptores S_2 e S_4 , são iguais à 523,65 V e 440,76 V, respectivamente.

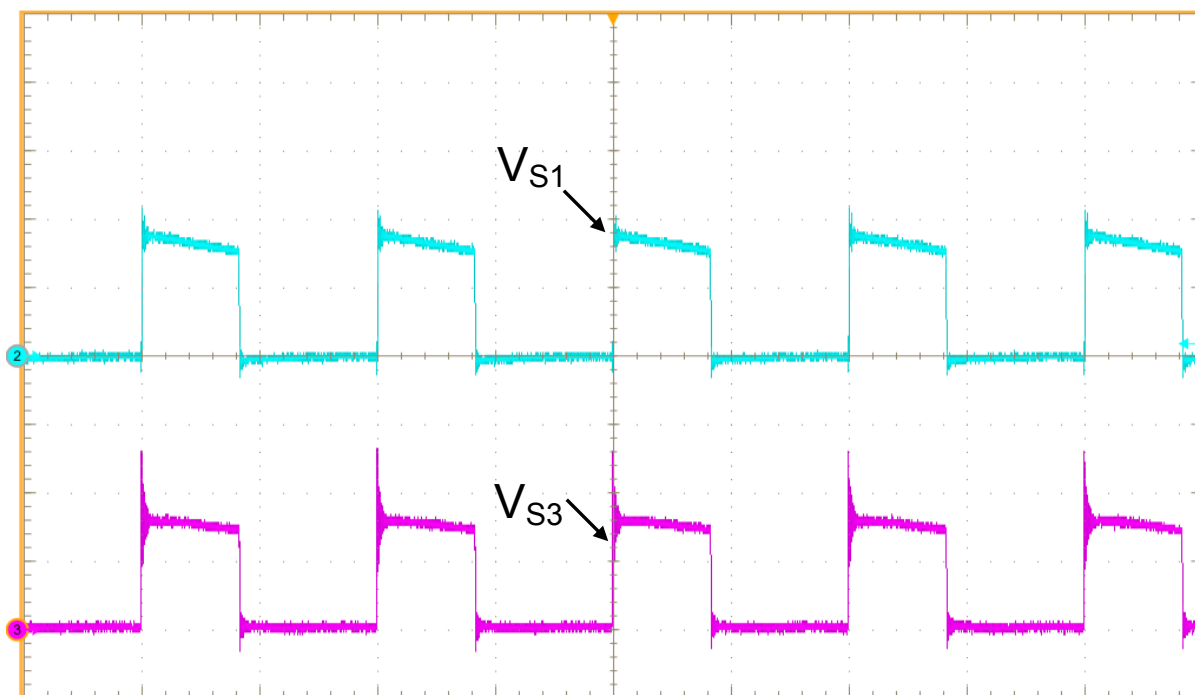
Figura 99 – Tensão nos interruptores S_2 e S_4 (escalas verticais: V_{S_2} e V_{S_4} - 200 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 100 a tensão sobre os interruptores S_1 e S_3 . Na primeira etapa de operação do conversor os interruptores S_1 e S_3 estão bloqueados, nesta etapa, observa-se que os valores máximos das tensões sobre os interruptores S_1 e S_3 , são iguais à 429,67 V e 526,6 V, respectivamente. Durante a segunda etapa de operação os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir, sendo assim, a tensão medida é igual a 0 V.

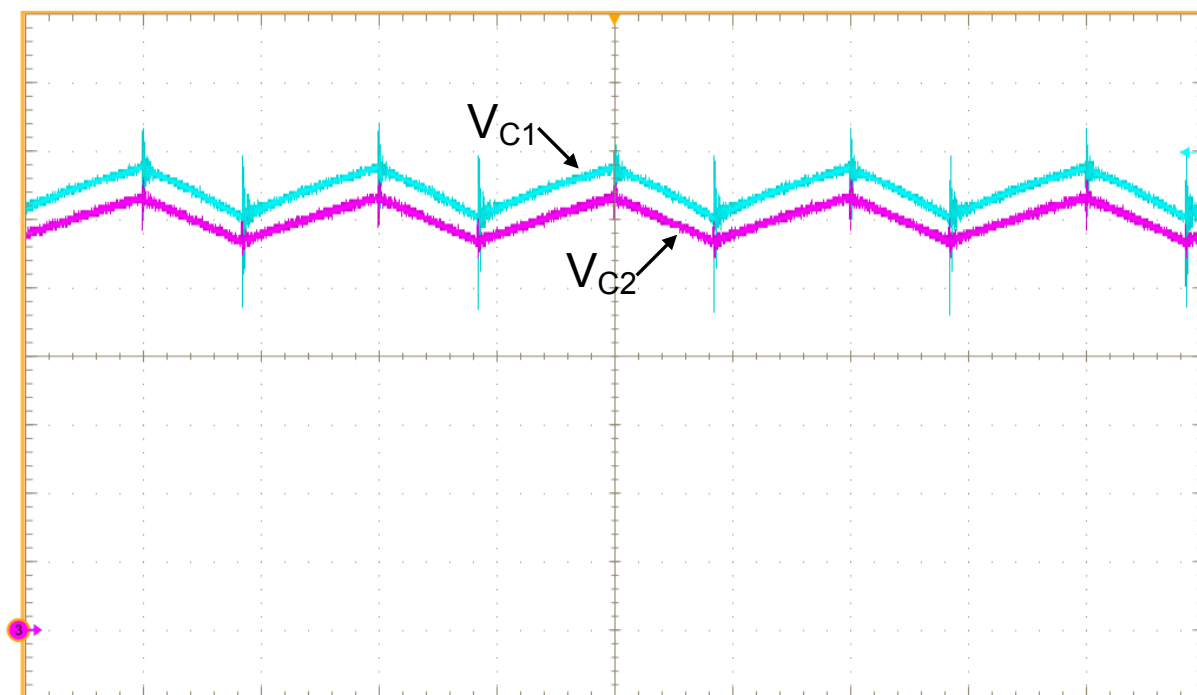
Figura 100 – Tensão nos interruptores S_1 e S_3 (escalas verticais: V_{S1} e V_{S3} – 200 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

A tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 são apresentadas na Figura 101, observa-se a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 16 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 60. Entretanto, nota-se novamente um desequilíbrio entre as tensões nos capacitores. Observa-se que os valores médios das tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 são iguais à, 320,60 V e 299,4 V, respectivamente.

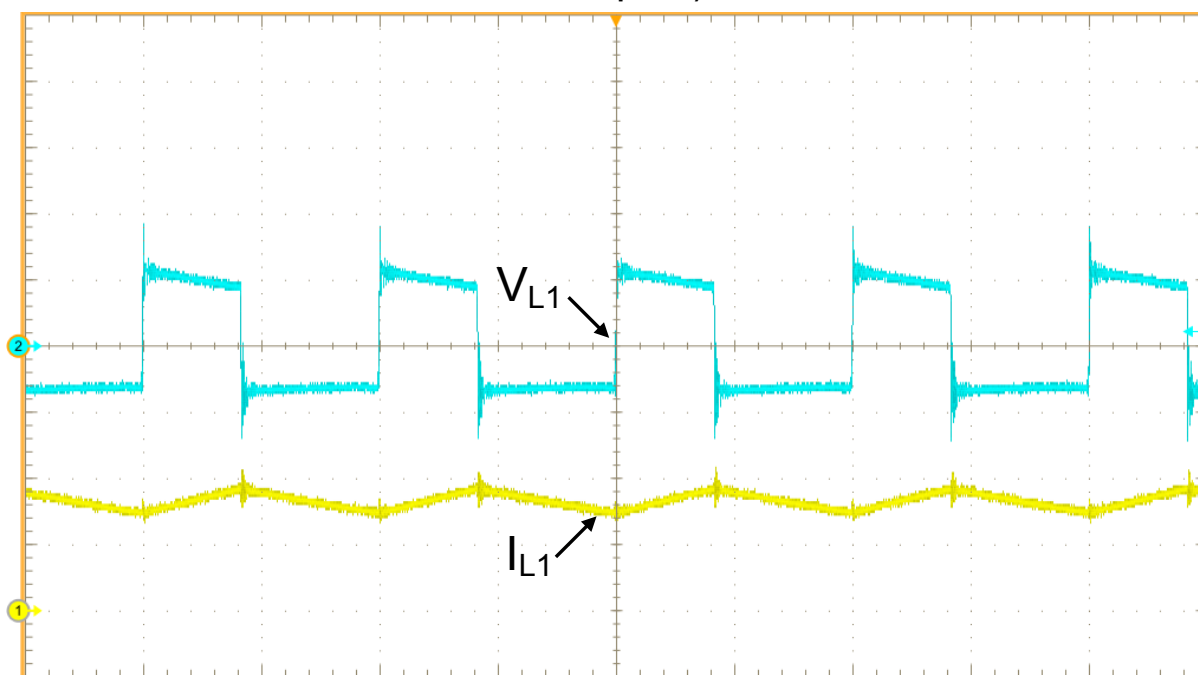
Figura 101 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 (escalas verticais: V_{C1} e V_{C2} - 50 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 102, apresentam-se a tensão e a corrente sobre o indutor L_1 , observa-se que a corrente no indutor L_1 possui valor médio igual a 8,276 A. Em relação a tensão sobre o indutor L_1 , é possível notar a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 15 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 56, observa-se que o valor máximo de tensão presente na forma de onda da tensão sobre o indutor L_1 é igual a 206,35 V e o valor mínimo de tensão é igual a -129,64 V.

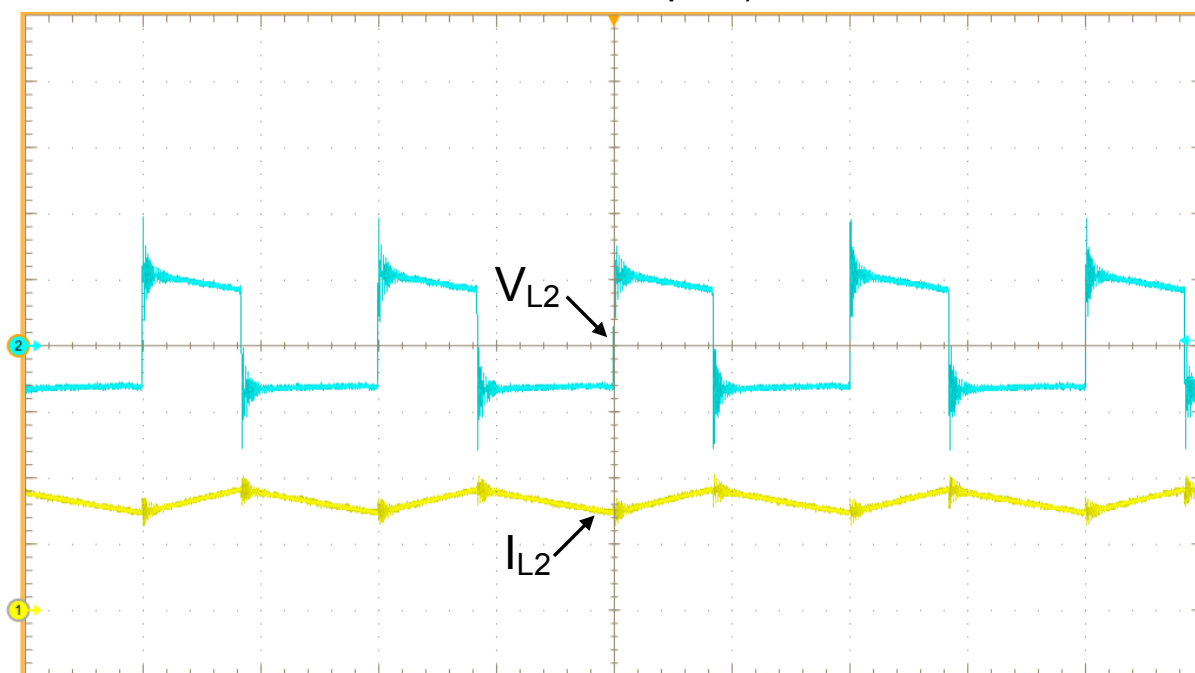
Figura 102 – Tensão e corrente no indutor L_1 (escalas verticais: $I_{L1} - 5 \text{ A/div}$, $V_{L1} - 200 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 103, apresentam-se a tensão e a corrente sobre o indutor L_2 , observa-se que a corrente no indutor L_2 possui valor médio igual a 8,13 A. Em relação a tensão sobre o indutor L_2 , é possível notar a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 15 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 56, observa-se que o valor máximo da tensão presente na forma de onda da tensão sobre o indutor L_2 é igual a 198,08 V e o valor mínimo da tensão é igual a -126,73V.

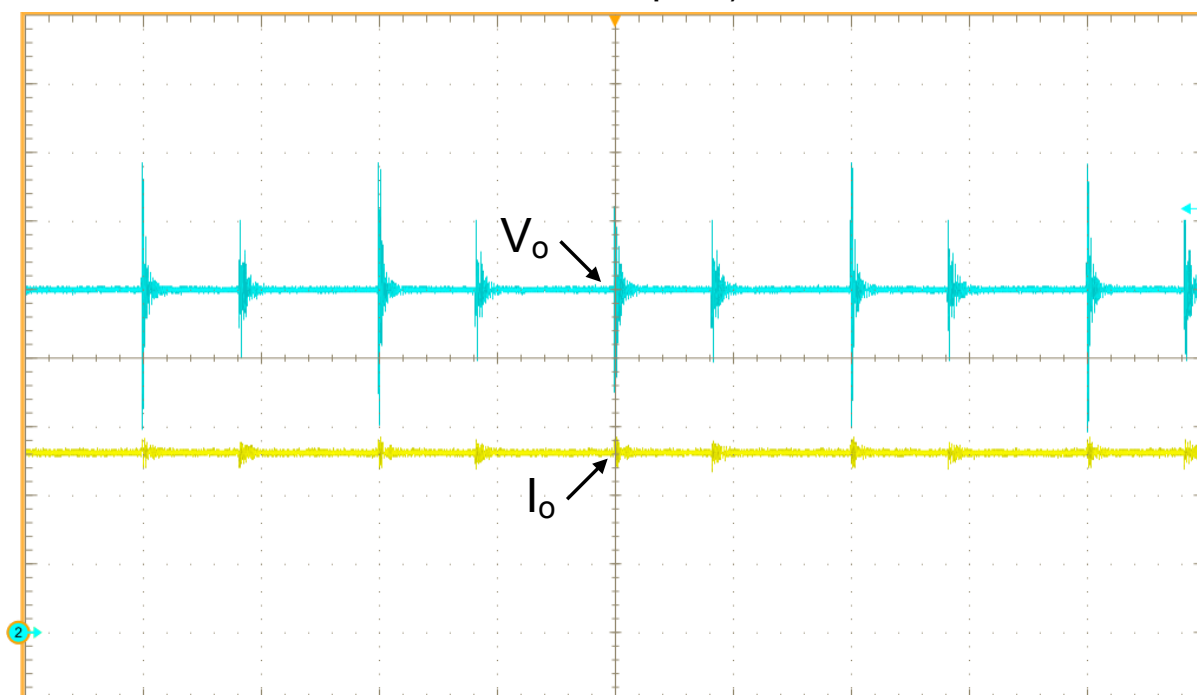
Figura 103 – Tensão e corrente sobre o indutor L_2 (escalas verticais: I_{L_2} - 5 A/div, V_{L_2} - 200 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 104, apresentam-se a tensão e a corrente na saída do conversor para o sentido reverso de operação. Observa-se que a tensão média é igual a 249,73 V e a corrente média é igual a 7,84 A, resultando em uma potência processada de aproximadamente 1960 W.

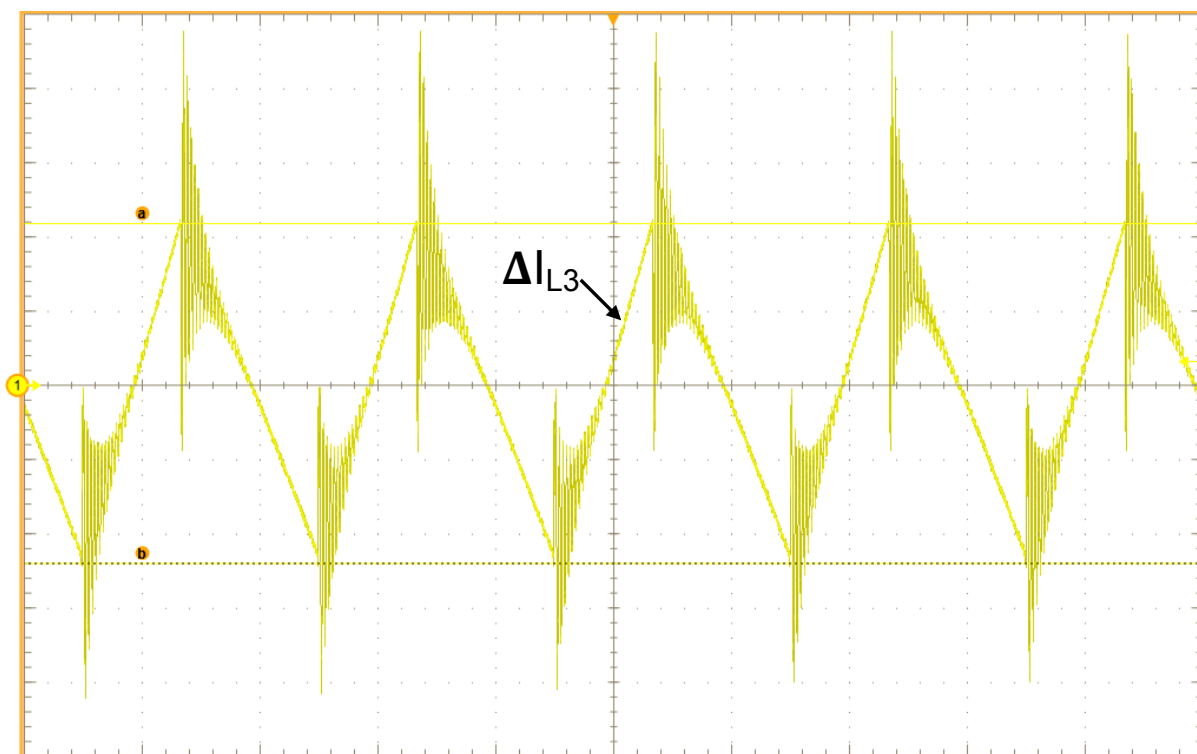
Figura 104 – Tensão e corrente na saída do conversor (escalas verticais: I_o - 3 A/div, V_o - 50 V/div e escala horizontal: 5 μ s/div)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 105, apresenta-se a ondulação de corrente no indutor L_3 , como somente mudou-se o sentido de operação, a ondulação neste indutor se mantém próxima à obtida para o sentido direto de operação, novamente observa-se que a ondulação obtida foi um pouco superior aos 20% especificado no projeto. Entretanto, está dentro do aceitável, sendo a ondulação obtida igual 1,374 A.

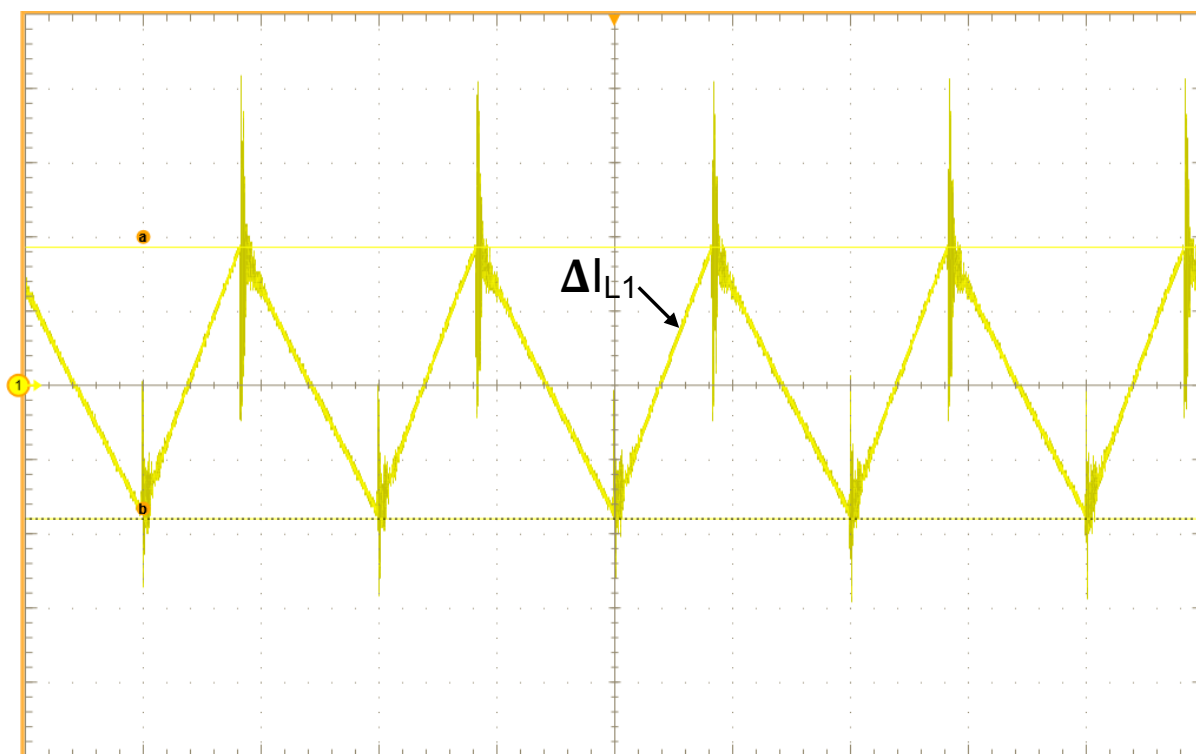
Figura 105 – Ondulação de corrente sobre o indutor L_3 (escala vertical: $\Delta i_{L3} - 300 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 106, apresenta-se a ondulação de corrente no indutor L_1 , observa-se que a ondulação obtida foi um pouco superior à especificada no projeto. Entretanto está dentro de um limite aceitável, a ondulação obtida é igual 1,83 A.

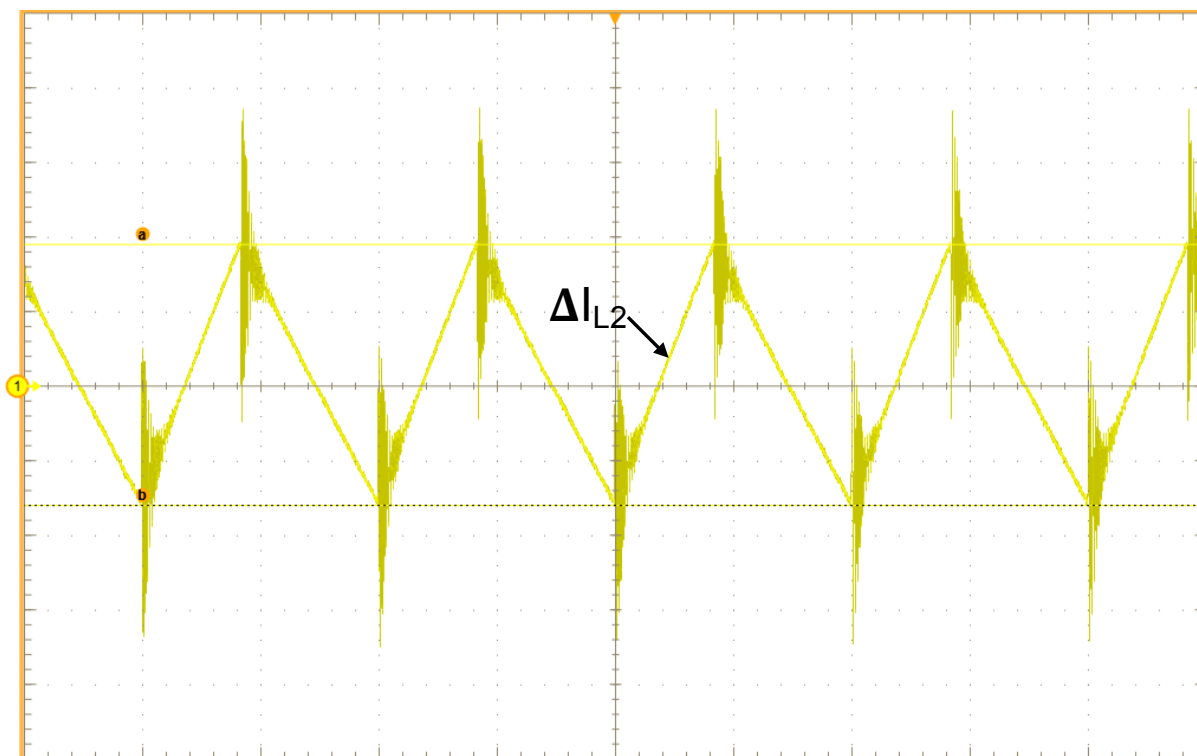
Figura 106 – Ondulação de corrente sobre o indutor L_1 (escala vertical: $\Delta i_{L1} = 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 107, apresenta-se a ondulação de corrente no indutor L_2 , da mesma maneira como ocorreu com a ondulação no indutor L_1 , observa-se que a ondulação obtida foi um pouco superior à especificada no projeto. Entretanto, ficou mais próxima ao valor projetado, a ondulação obtida é igual $1,75 \text{ A}$.

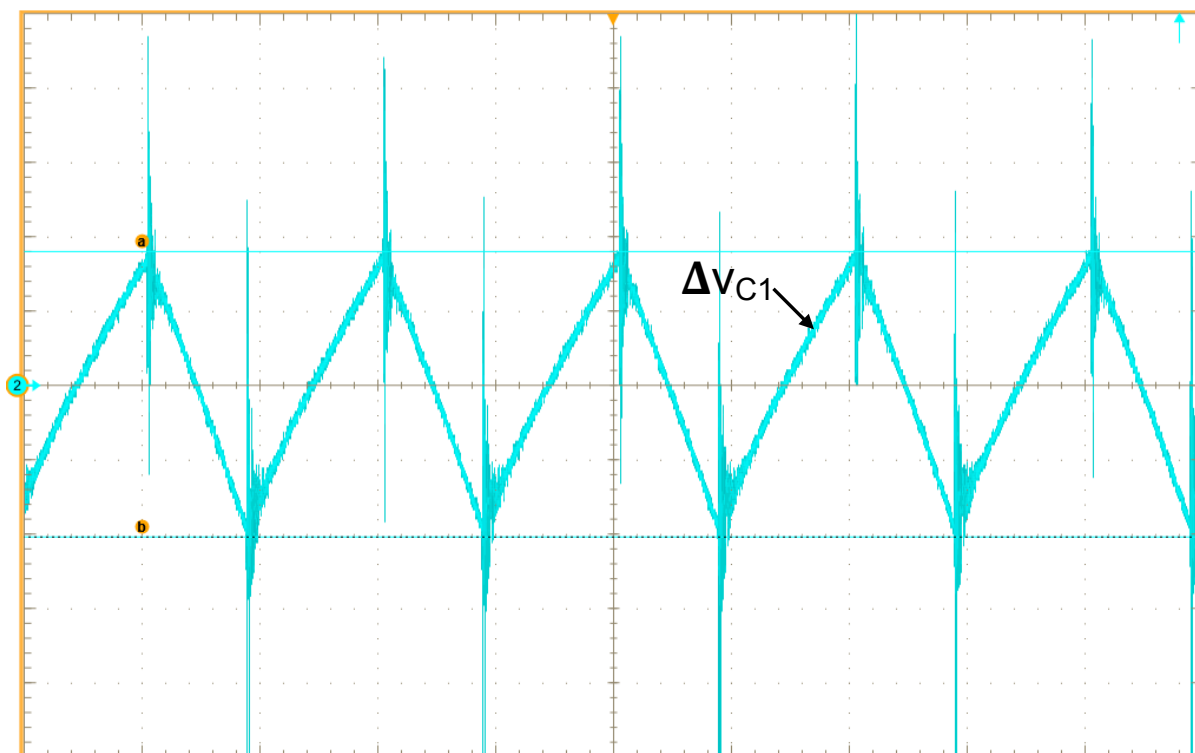
Figura 107 – Ondulação de corrente sobre o indutor L_2 (escala vertical: $\Delta i_{L2} - 500 \text{ mA/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

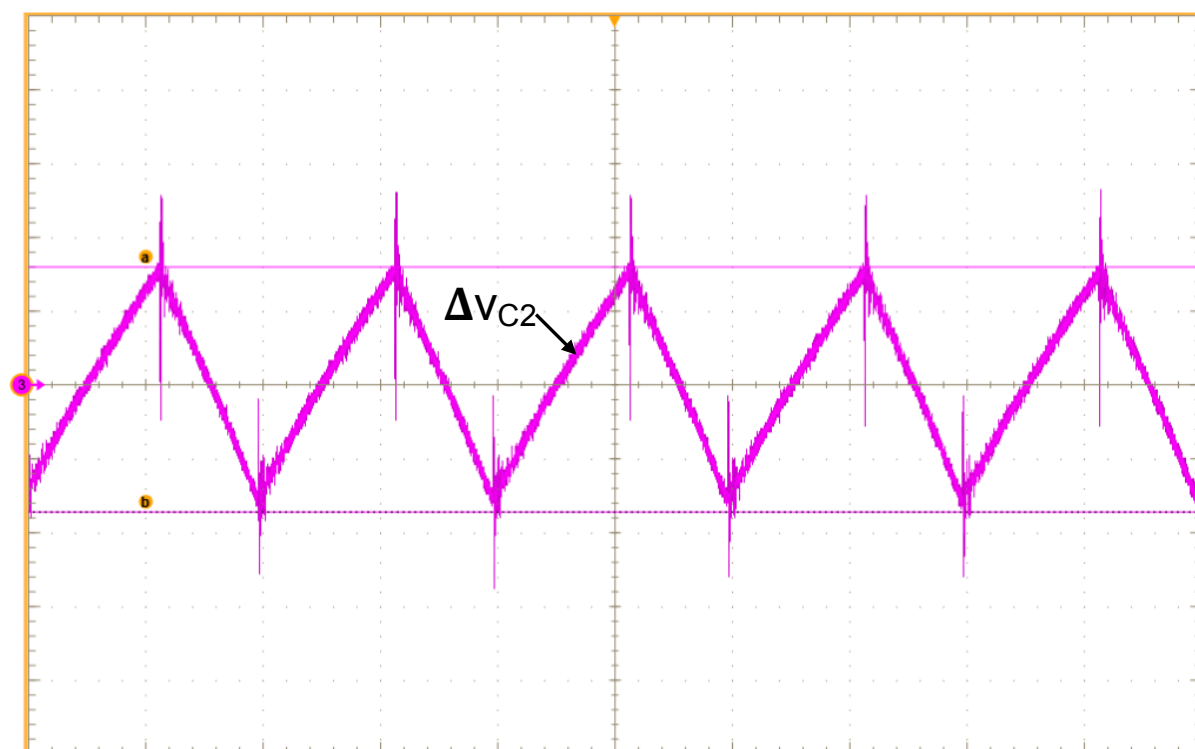
Nas Figuras 96 e 97, apresentam-se as ondulações de tensão nos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Observa-se na medição realizada que a ondulação obtida no capacitor C_1 é superior a ondulação obtida no capacitor C_2 , com valores nominais iguais a 38,4 V e 33,2 V, respectivamente.

Figura 108 – Ondulação de tensão no capacitor C_1 (escala vertical: $\Delta V_{C1} - 10 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

Figura 109 – Ondulação de tensão no capacitor C_2 (escala vertical: $\Delta V_{C2} - 10 \text{ V/div}$ e escala horizontal: $5 \mu\text{s/div}$)



Fonte: Autoria Própria

6.3 RESULTADOS OBTIDOS NA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA EM MALHA FECHADA

Nesta seção, são apresentados os resultados dos controladores de tensão implementados, bem como o ensaio de rendimento do conversor Cúk bidirecional, para ambos os sentidos de operação, com o conversor operando em malha fechada.

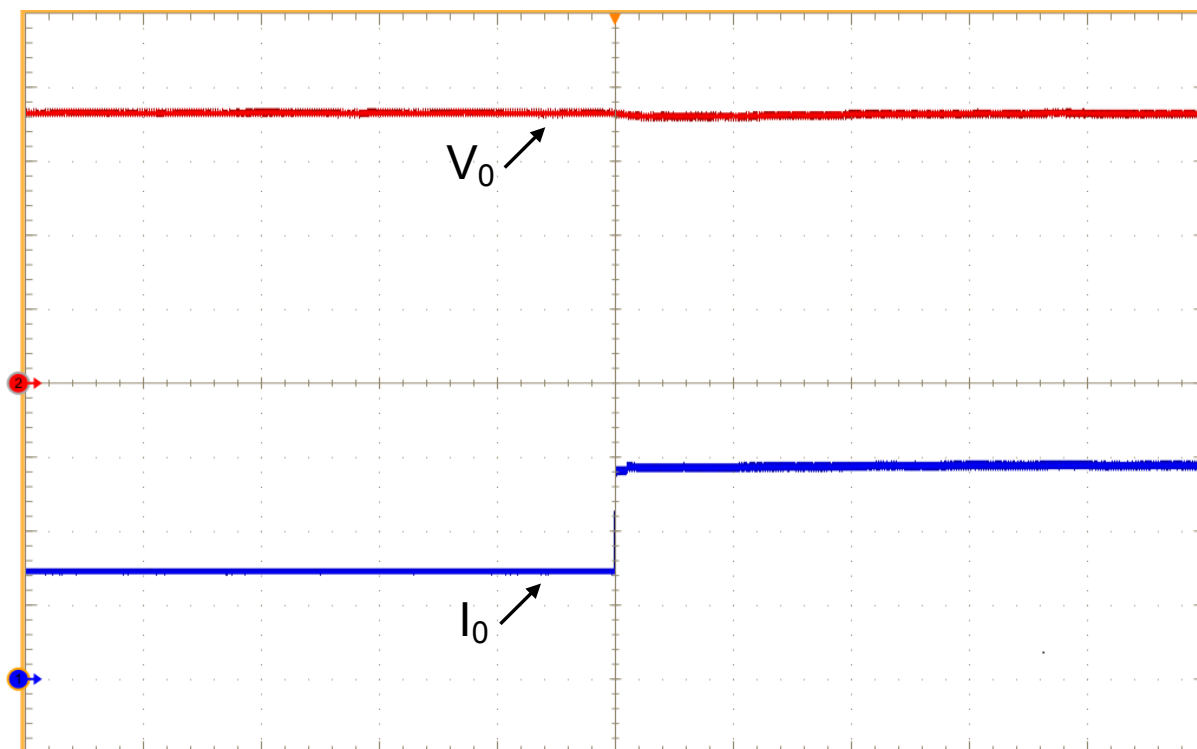
6.3.1 Controle da tensão de saída no sentido direto com carga RC

Tendo como base os valores da Tabela 11, foi implementado o controle da tensão de saída para o sentido direto de operação, a fim de verificar o funcionamento adequado do controle, foi aplicado um incremento de carga, onde o conversor estava operando com metade da potência e após o incremento de 50% da carga, passou a operar em potência nominal.

Na Figura 110, pode-se observar a dinâmica do conversor para o incremento de carga. Na Figura 111, apresenta-se somente a componente alternada do sinal, a fim de uma melhor visualização da ação de controle implementado. Esta medição foi realizada pois o banco capacitivo da saída é de valor elevado, conseqüentemente não era possível visualizar claramente a variação da tensão de saída, e por sua vez, a atuação do controle. Pode-se observar que o máximo sobressinal da tensão de saída ficou próximo a 10 V, o que representa 2,778% de sobressinal, enquanto que o tempo de acomodação, foi de aproximadamente 32 ms.

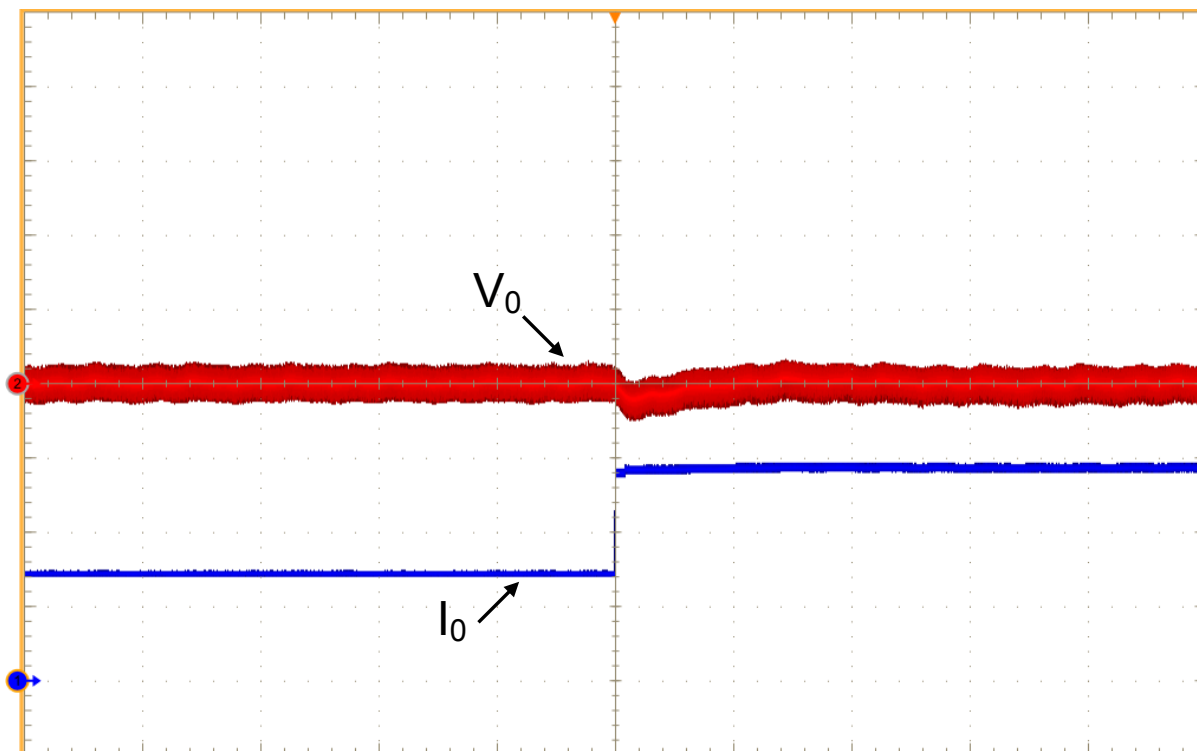
Não foi possível obter a resposta dinâmica do conversor para um decréscimo de carga, ou seja, testar o conversor operando em potência nominal e realizar o decréscimo de 50% da carga. Para realizar o decréscimo ou incremento de carga, utilizou-se um disjuntor, contudo, o dispositivo não conseguiu atuar pois é projetado para operar com formas de onda em corrente alternada. Como o barramento de saída é em corrente contínua, o disjuntor não tem capacidade de interromper a corrente mesmo que seja submetido a valores de corrente e de tensão abaixo dos seus valores nominais.

Figura 110 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal (escalas verticais: I_0 - 2 A/div, V_0 - 100 V/div e escala horizontal: 10 ms/div)



Fonte: Autoria Própria

Figura 111 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal, somente componente CA da tensão (escalas verticais: I_0 - 2 A/div, V_0 - 20 V/div e escala horizontal: 20 ms/div)

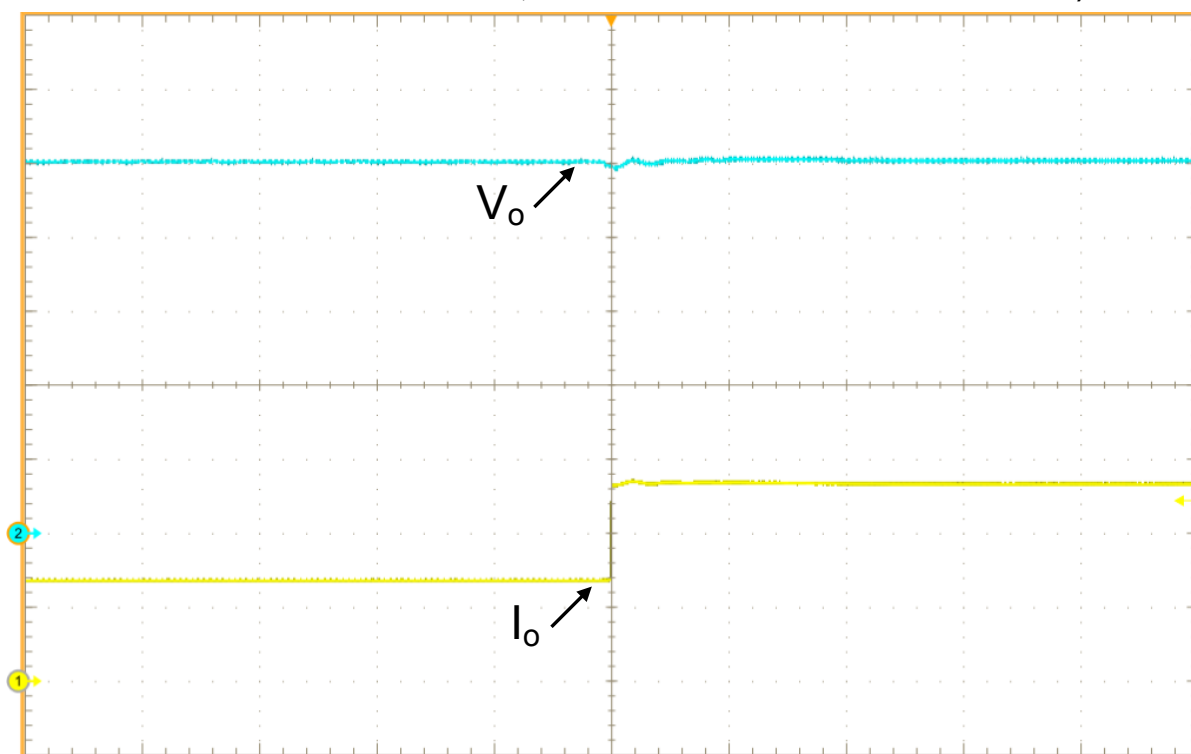


Fonte: Autoria Própria

6.3.2 Controle da tensão de saída no sentido reverso com carga RC

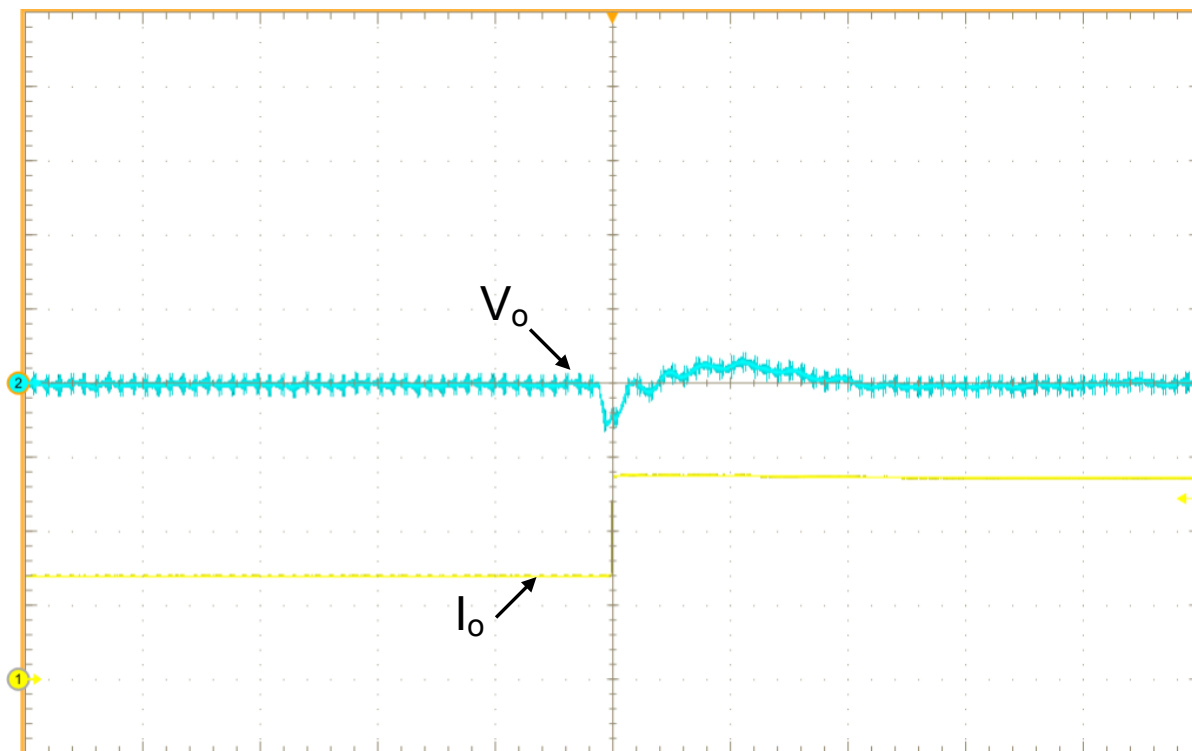
Para o sentido reverso de operação, utilizou-se os valores da Tabela 13, e foi implementado o controle da tensão de saída para o sentido reverso de operação, após a aplicação do incremento de 50% da carga, o conversor passou a operar em potência nominal. Na Figura 112, pode-se observar a resposta dinâmica do conversor para o incremento de carga. Na Figura 113, apresenta-se a componente alternada do sinal, a fim de uma melhor visualização da ação de controle implementado. Pode-se observar que o máximo sobressinal da tensão de saída ficou próximo a 2 V, o que representa 0,8% de sobressinal, enquanto que o tempo de acomodação, foi de aproximadamente 50 ms.

Figura 112 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal (escalas verticais: I_o - 3 A/div, V_o - 50 V/div e escala horizontal: 20 ms/div)



Fonte: Autoria Própria

Figura 113 – Degrau de carga de 50% da potência para potência nominal, somente componente CA da tensão (escalas verticais: I_o - 3 A/div, V_o - 5 V/div e escala horizontal: 20 ms/div)

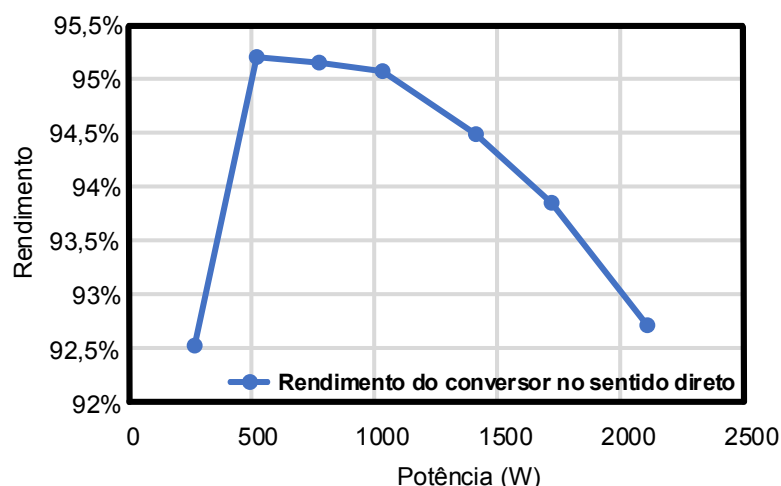


Fonte: Autoria Própria

6.3.3 Ensaio de rendimento nos sentidos direto e reverso de operação

A curva de rendimento do conversor Cúk bidirecional operando no sentido direto, é apresentada na Figura 114. O rendimento do conversor quando operando em potência nominal é de 92,711%. Na potência de aproximadamente 268 W, obteve-se o menor valor de rendimento, igual a 92,523%, enquanto que o maior rendimento se deu em aproximadamente 522 W, com 95,203% de rendimento.

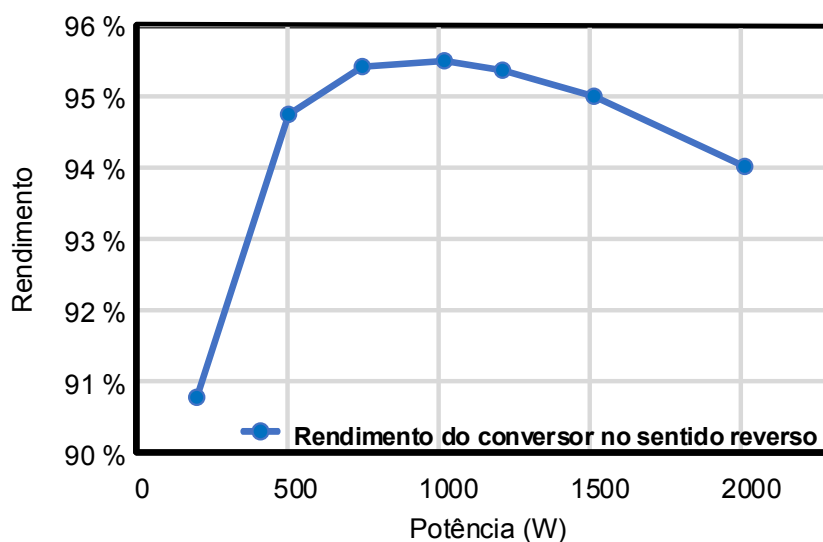
Figura 114 – Curva de rendimento do conversor Cúk no sentido direto de operação



Fonte: Autoria Própria

A curva de rendimento do conversor Cúk bidirecional operando no sentido reverso, é apresentada na Figura 115. O rendimento do conversor quando operando em potência nominal é de 94,016%. Na potência de aproximadamente 200 W, obteve-se o menor valor de rendimento, igual a 90,773%, enquanto que o maior rendimento se deu em aproximadamente 1019 W, com 95,498% de rendimento.

Figura 115 – Curva de rendimento do conversor Cúk no sentido reverso de operação



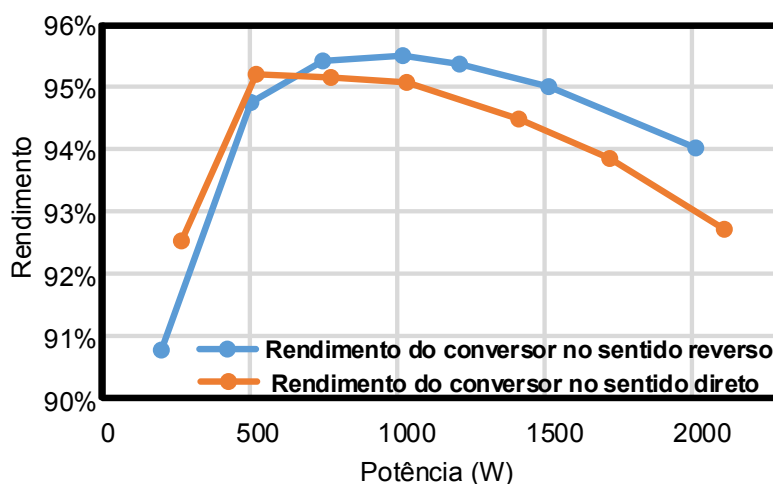
Fonte: Autoria Própria

Na Figura 116, apresentam-se as curvas de rendimento dos sentidos direto e reverso de operação, em conjunto, para comparação.

Observa-se que a operação no sentido reverso tem rendimentos superiores em quase toda faixa de operação, excetuando-se as potências menores que 600 W.

A diferença entre as curvas de rendimento depende da característica dos interruptores utilizados ao proporcionarem maior ou menor divisão de corrente entre o canal do MOSFET e o diodo em antiparalelo (nas segundas etapas de operação).

Figura 116 – Curvas de rendimento do conversor Cúk nos sentidos direto e reverso de operação



Fonte: Autoria Própria

6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentaram-se os resultados experimentais obtidos a partir da implementação prática do conversor Cúk bidirecional com dobrador de tensão. Como pode-se observar, os resultados obtidos foram semelhantes aos resultados teóricos apresentados no Capítulo 3 e os resultados de simulação numérica apresentados no Capítulo 4.

Pode-se observar que os controles de tensão implementados para ambos os sentidos de operação, apresentaram resultados satisfatórios, mantendo a tensão de saída constante, após o sistema ser perturbado pelo degrau de carga. Destaca-se o rendimento elevado do conversor, se mantendo superior a 94% em diversos pontos.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho analisou-se um conversor CC-CC Cúk bidirecional operando no modo de condução contínuo. O conversor estudado possui três indutores, dois capacitores e quatro interruptores, os quais operam de modo complementar. Sua aplicação é analisada na conexão com carga RC, tanto em malha aberta, quanto em malha fechada.

Quando comparado com outras topologias convencionais de conversores CC-CC bidirecionais, a topologia estudada apresenta corrente contínua na entrada e na saída, o que é ideal para carregar e descarregar uma bateria, proporcionando vida útil elevada.

Apresentou-se uma análise teórica do conversor, contendo as etapas de operação e as formas de onda dos componentes que compõe a topologia. Posteriormente a análise matemática contendo as equações de projeto dos componentes. Tais equações permitem a reprodução de um projeto baseado na mesma topologia e com diferentes especificações.

Como o conversor apresenta seis elementos armazenadores de energia quando conectado a uma carga RC, as funções de transferência da malha de tensão e da malha de corrente inicialmente obtidas foram de sexta ordem, o que resultaria em um projeto e implementação do sistema de controle mais complexo. Com as simplificações adotadas obteve-se funções de transferência de quarta ordem, as quais representam a dinâmica da planta, podendo então utilizar essas funções de transferência para a realização do projeto do controlador.

Com a simulação numérica foi possível visualizar as formas de onda esperadas na implementação prática, como a corrente e tensão nos elementos armazenadores de energia e esforços nos interruptores. Além disso, foram simulados os sistemas de controle de tensão e de corrente, para os sentidos de operação direto e reverso, considerando carga RC. Para todos os controladores propostos, obteve-se resultados satisfatórios.

Com relação a implementação prática do conversor, obteve-se os resultados esperados. Comparando os resultados experimentais com os resultados teóricos, apresentados no Capítulo 3, e os resultados de simulação numérica apresentados no Capítulo 5, é possível notar a similaridade das formas de onda.

Destaca-se que os controles de tensão implementados para ambos os sentidos de operação, apresentaram resultados satisfatórios. Obteve-se máximo sobressinal e tempo de acomodação de aproximadamente 10 V e 32 ms, no sentido direto e de 2 V e 50 ms no sentido reverso, mantendo a tensão de saída constante, após o sistema ser perturbado pelo degrau de carga.

Destaca-se o rendimento elevado do conversor, se mantendo superior a 95% em diversos pontos. No sentido direto de operação, o rendimento do conversor quando operando em potência nominal é de 92,711%. No sentido reverso de operação, o rendimento do conversor quando operando em potência nominal é de 94,016 %.

Como vantagem, o conversor estudado apresenta o conceito de dobrador de tensão, sendo assim a tensão sobre os interruptores é dividida, permitindo escolher semicondutores com menores perdas. Como desvantagem, tem-se a maior complexidade, por apresentar maior número de componentes.

Como sugestão de trabalhos futuros têm-se:

- Ensaio experimental do conversor operando com controle de corrente, em ambos os sentidos;
- Implementação da técnica CC/CV para carga e descarga de um banco de baterias;
- Estudo da operação do conversor com diferentes técnicas de modulação, como por exemplo, modulação três níveis.

REFERÊNCIAS

- AGARWAL, A.; SINGH, R. K. **Implementation and Control of a Magnetically Coupled Cuk Converter with Damping Network for Optimal Battery Charging**. In: 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), Manchester, 2014.
- BARBI, I. **Conversores CC-CC Bidirecionais**. Edição Apostila do Autor. Florianópolis, 2015.
- BRODAY, G. R.; LOPES, L. A. (2018, February). **A novel 5-Switch tapped-inductor multi-state bidirectional DC-DC converter**. In 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT) (pp. 596-599). IEEE.
- BRODAY, G. R.; NASCIMENTO, C. B.; AGOSTINI, E.; LOPES, L. A. (2015, October). **A tri-state bidirectional buck-boost converter for a battery/supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicle applications**. In 2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC) (pp. 1-6). IEEE.
- CHEN, M.; RINCON-MORA, G. A. **Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance**. IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 21, n. 2, p. 504 - 511, Jun. 2006.
- COSTA, G. D. **Equalização ativa da tensão em bateria de íon-lítio conectadas em série, aplicando o conversor CC-CC Flyback no modo de condução descontínua**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2018.
- DE ALMEIDA, A. B.; FONT, C. H. I. (2018, November). **DC-DC Bidirectional 4-Switch Cúk Converter with Voltage-Doubler Concept for Interfacing Batteries in Microgrids**. In 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON) (pp. 263-268). IEEE.
- DE SÁ, M. V. D.; ANDERSEN, R. L. (2015). **Dynamic modeling and design of a cuk converter applied to energy storage systems**. In 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC) (pp. 1-6). IEEE.

DRAGIČEVIĆ, T., LU, X., VASQUEZ, J. C., & GUERRERO, J. M. **DC microgrids — Part I: A review of control strategies and stabilization techniques**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 7, pp. 4876 – 4891, July 2016.

DRAGIČEVIĆ, T., LU, X., VASQUEZ, J. C., & GUERRERO, J. M. **DC microgrids— Part II: A review of power architectures, applications, and standardization issues**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 5, pp. 3528 –3549, May 2016.

K.A. Chinmaya; Girish Kumar Singh, "**Integrated onboard single-stage battery charger for PEVs incorporating asymmetrical six-phase induction machine**". IET Electrical Systems in Transportation. Year: 2019 | Volume: 9, Issue: 1 | Journal Article | Publisher: IET

KHALEGHI, H.; VARJANI, A. Y.; MOHAMADIAN, M. (2014, February). **A new bidirectional zeta DC/DC converter**. In The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014) (pp. 131-136). IEEE.

KIM, I. D.; PAENG, S. H.; AHN, J. W.; NHO, E. C.; KO, J. S. (2007, June). **New bidirectional ZVS PWM sepic/zeta DC-DC converter**. In 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (pp. 555-560). IEEE.

LEE, H. Y.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F.; CHEN, K. H. (2014, June). **Design and implementation of a bidirectional SEPIC-Zeta DC-DC Converter**. In 2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) (pp. 101-104). IEEE.

LENZ, E.; PAGANO, D. J.; SAITO, M. T.; POU, J. (2017, April). **Nonlinear control of a bidirectional power converter for connecting batteries in DC microgrids**. In 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) (pp. 1-8). IEEE.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S.; BEHEN, W. (1978, June). **A new battery charger/discharger converter**. In 1978 IEEE Power Electronics Specialists Conference (pp. 251-255). IEEE.

PARK, C. H.; JANG, S. J.; LEE, B. K.; WON, C. Y.; LEE, H. M. (2007, October). **Design and control algorithm research of active regenerative bidirectional DC/DC converter used in electric railway**. In 2007 7th International Conference on Power Electronics (pp. 790-794). IEEE.

PHAM, C.; KERKES, T.; TEODORESCU, R. (2012, June). **High efficient bidirectional battery converter for residential PV systems**. In 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) (pp. 890-894). IEEE.

POSSAMAI, C. E. **Conversor modular aplicado ao carregamento de veículos elétricos a partir de uma bateria estacionária residencial**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2018.

SHAHIN, M. (2015, June). **Analysis of bidirectional SEPIC/Zeta converter with coupled inductor**. In 2015 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy) (pp. 103-108). IEEE.

SOFLA, M. A.; WANG, L. (2011, March). **Control of DC-DC bidirectional converters for interfacing batteries in microgrids**. In 2011 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition (pp. 1-6). IEEE.

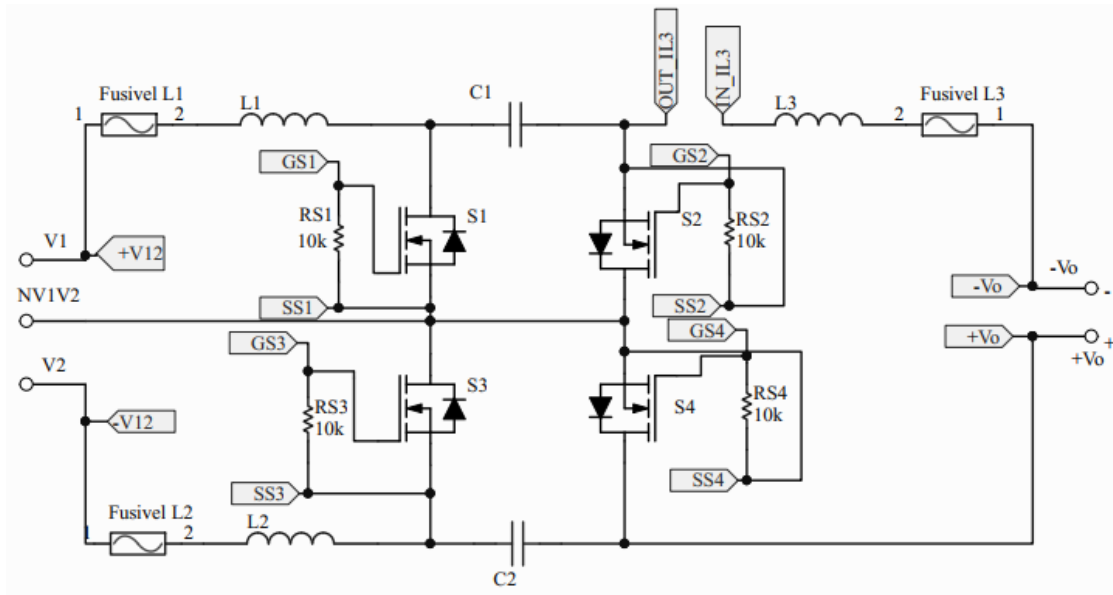
SOMAN, D. E.; LEIJON, M. (2017, July). **Cross-Regulation assessment of DIDO Buck-Boost converter for renewable energy application**. *Energies*, vol. 10, no. 7, pp. 1-11.

UDDIN, K.; MOORE, A. D.; BARAI, A.; MARCO, J. (2016, September). **The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance**. *Applied Energy*, vol. 178, pp. 142-154.

YOUNG, K.; WANG, C.; WANG, L. Y.; STRUNZ, K., **Electric vehicle battery technologies**. In *Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks*, pp. 15–56, New York: Springer, 2013.

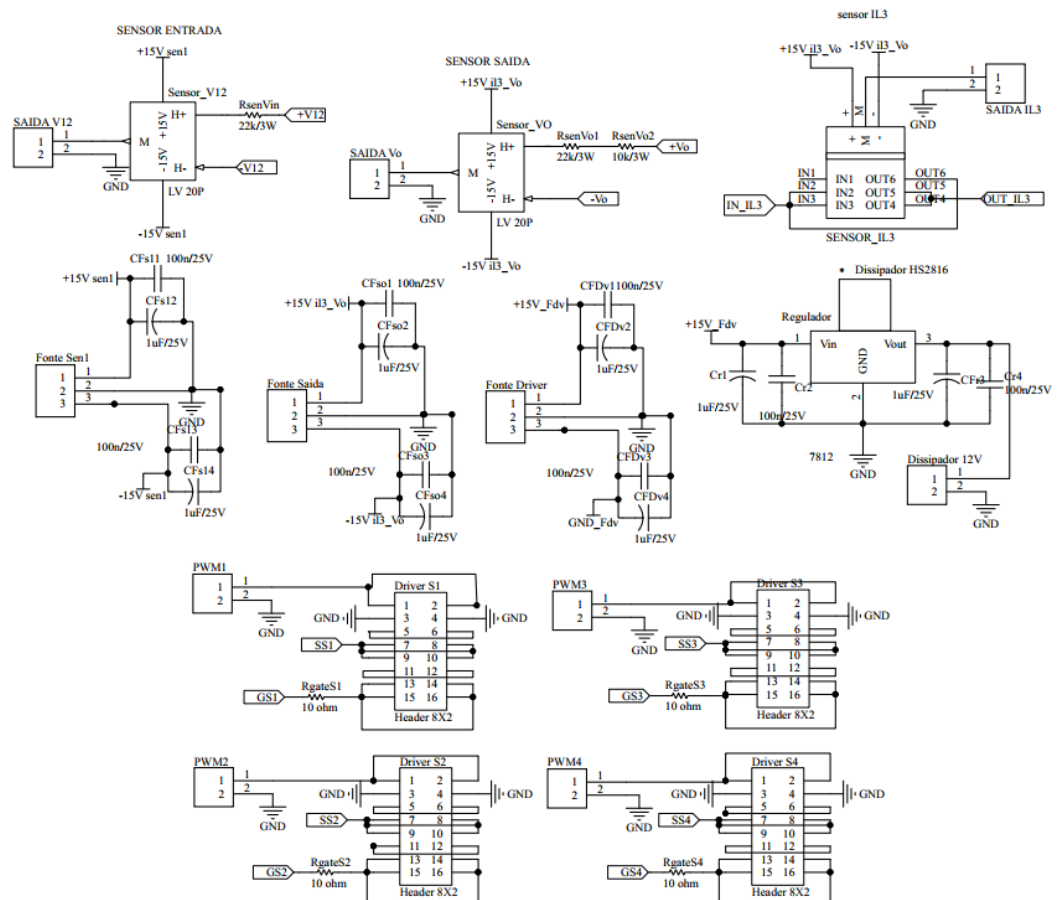
APÊNDICE A - Esquemático do conversor Cúk bidirecional

Figura 117 – Circuito de potência do conversor Cúk bidirecional



Fonte: Autoria Própria

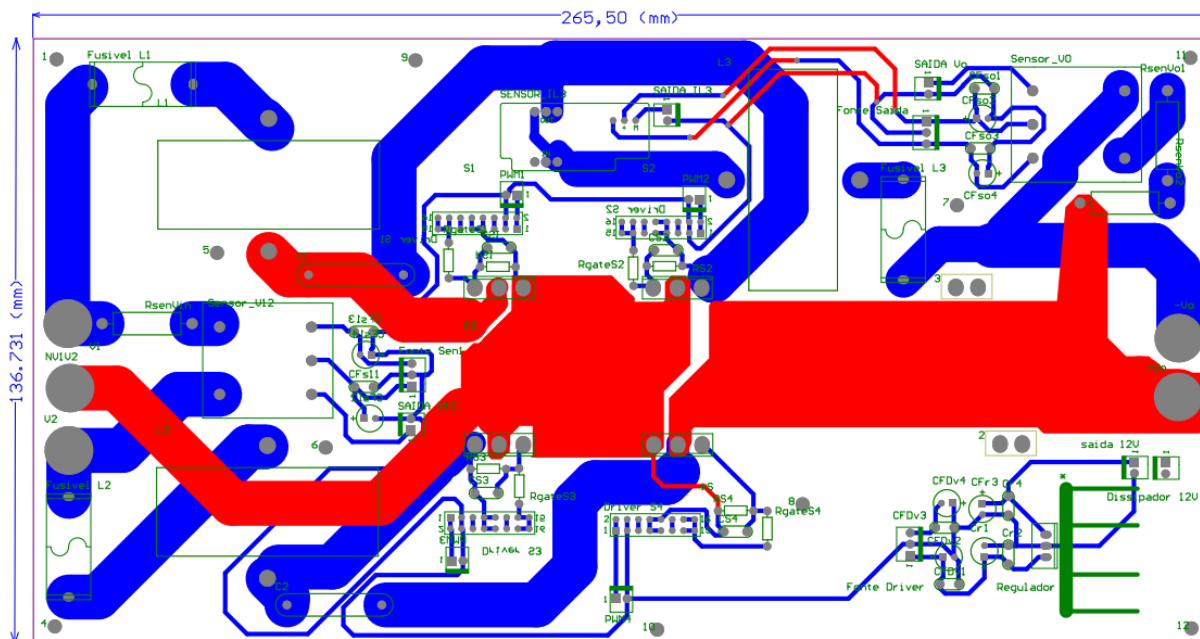
Figura 118 – Componentes auxiliares do conversor Cúk bidirecional



Fonte: Autoria Própria

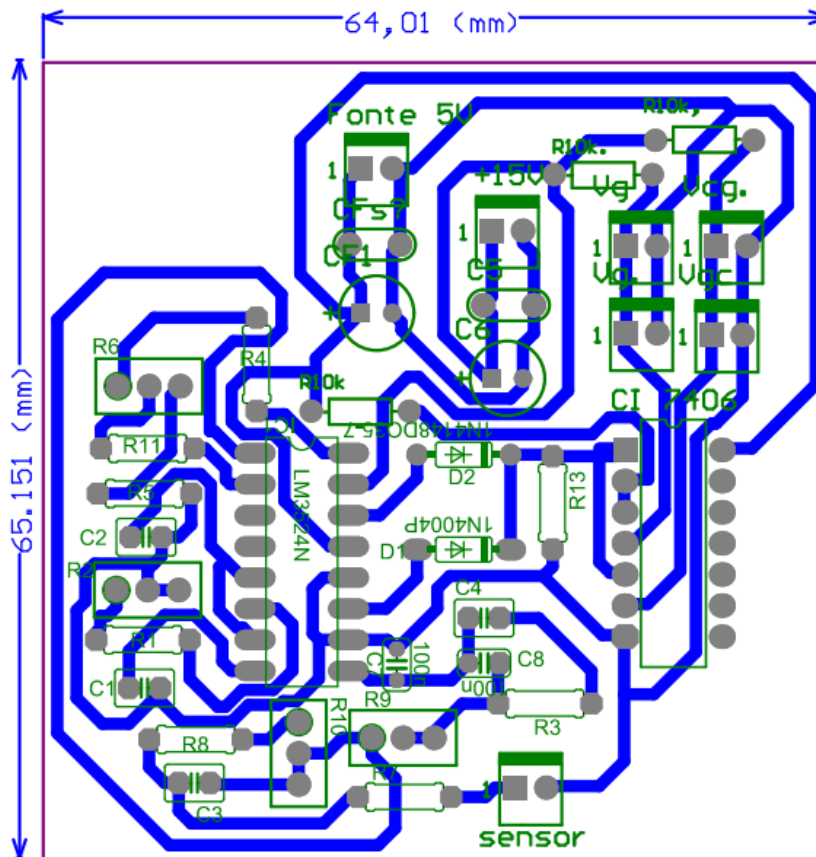
APÊNDICE B - Layouts do conversor Cúk bidirecional

Figura 119 – Layout da placa de potência



Fonte: Aatoria Própria

Figura 120 – Layout da placa de controle



Fonte: Aatoria Própria