

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL**

MARCOS PAULO HIRTH

**DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS
NÃO ISOLADOS E COM ELEVADA TAXA DE CONVERSÃO
ESTÁTICA DERIVADOS DAS ESTRUTURAS SEPIC E ĆUK**

TESE DE DOUTORADO

CURITIBA

2020

MARCOS PAULO HIRTH

**DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS
NÃO ISOLADOS E COM ELEVADA TAXA DE CONVERSÃO
ESTÁTICA DERIVADOS DAS ESTRUTURAS SEPIC E ĆUK**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de “Doutor de Ciências” – Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Roger Gules
Coorientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

CURITIBA

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

Hirth, Marcos Paulo

Desenvolvimento de conversores CC-CC bidirecionais não isolados e com elevada taxa de conversão estática derivados das estruturas SEPIC e Ćuk [recurso eletrônico] / Marcos Paulo Hirth. -- 2020.

1 arquivo eletrônico (225 f.): PDF; 3,81 MB.

Modo de acesso: World Wide Web.

Texto em português com resumo em inglês.

Tese (Doutorado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas. Linha de Pesquisa: Sistemas de Energia, Curitiba, 2020.

Bibliografia: f. 212-216.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores CC-CC. 3. Conversores de corrente elétrica. 4. Indutores elétricos. 5. Capacitores. 6. Energia - Armazenamento. 7. Semicondutores de potência. 8. Circuitos de comutação. 9. Veículos elétricos híbridos - Abastecimento de energia. 10. Eletrônica de potência. 11. Métodos de simulação. I. Gules, Roger, orient. II. Font, Carlos Henrique Illa, coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

CDD: Ed. 23 -- 621.3

Biblioteca Central do Câmpus Curitiba - UTFPR
Bibliotecária: Luiza Aquemi Matsumoto CRB-9/794



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

TERMO DE APROVAÇÃO DE TESE

A Tese de Doutorado intitulada **Desenvolvimento de Conversores CC-CC Bidirecionais Não Isolados e com Elevada Taxa de Conversão Estática Derivados das Estruturas SEPIC e $\hat{C}uk$** , defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) **Marcos Paulo Hirth**, no dia 30 de junho de 2020, foi julgada para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Área de concentração Engenharia de Automação e Sistemas, Linha de pesquisa Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Roger Gules – Presidente - UTFPR

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira - UDESC

Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado – USP

Prof. Dr. Alceu André Badin - UTFPR

Prof. Dr. Eduardo Félix Ribeiro Romaneli – UTFPR

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 30 de junho de 2020.

Carimbo e Assinatura do(a) Coordenador(a) do Programa

Dedico este trabalho aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a DEUS por me permitir alcançar mais um degrau na minha vida, me protegendo durante todo o caminho.

Agradeço aos meus pais, Waldemiro e Maria, pelo suporte e apoio aos meus estudos.

Agradeço ao meu Professor Orientador Dr. Roger Gules por todo o seu profissionalismo, sua dedicação, compreensão e comprometimento com a pesquisa, não medindo esforços e sempre estando disponível para me auxiliar. Professor, muito obrigado!

Agradeço ao meu Professor Coorientador Dr. Carlos Henrique Illa Font que também já me acompanhou durante o Mestrado. Obrigado professor!

Agradeço aos membros da banca examinadora por dedicarem o seu tempo para contribuir com o meu trabalho.

Agradeço aos professores, colegas e amigos do CPGEI.

Agradeço a UTFPR.

Agradeço a Universidade do Contestado, em nome de sua Reitora Professora Solange Sprandel da Silva, pelo apoio e compreensão.

Agradeço a todos que contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização deste trabalho.

A verdadeira viagem de descobrimento
não consiste em procurar novas
paisagens, e sim em ter novos olhos.
(PROUST, Marcel)

RESUMO

HIRTH, Marcos Paulo. **Desenvolvimento de conversores CC-CC bidirecionais não isolados e com elevada taxa de conversão estática derivados das estruturas SEPIC e Ćuk**. 225 f.; Tese de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI; Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2020.

Esta tese apresenta estudos acerca de conversores CC-CC bidirecionais não isolados com elevada taxa de conversão estática – superior a cinco vezes. São propostas duas novas topologias bidirecionais, baseadas nos conversores SEPIC Modificado e Ćuk com indutor chaveado, as quais utilizam apenas três interruptores controlados. Além disso, propõem-se snubbers passivos de corrente, os quais são aplicados às topologias para obtenção de comutação suave ZCS, descrevendo o funcionamento e o benefício que estes circuitos trazem à operação de cada topologia. Mostram-se os resultados experimentais dos conversores bidirecionais, operando com potência de 500 W e 300/250 W, respectivamente, ganho estático de 6,25 e frequência de comutação igual a 30kHz e 60kHz. Obteve-se com a aplicação dos snubbers, entrada em condução ZCS em todos os interruptores e a maioria dos bloqueios nas duas topologias, minimizando o problema de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores, permitindo o emprego de interruptores de qualquer tecnologia, além de aumentar o rendimento dos conversores. Processando potência de 500 W, alcançou-se 95,2% e 95,6% de rendimento para o conversor proposto derivado do SEPIC Modificado nos modos elevador e abaixador, respectivamente. Com potência igual a 250 W – que se refere aos mesmos esforços de corrente considerando as especificações de projetos utilizadas nos dois conversores – chegou-se a 95,7% e 94,8% de rendimento para o conversor derivado do Ćuk, nos modos elevador e abaixador, na sequência, ambos com frequência de comutação igual a 30kHz.

Palavras-chave: Conversores CC-CC bidirecionais não isolados; Elevada taxa de conversão estática; Snubbers.

ABSTRACT

HIRTH, Marcos Paulo. **Development of non-isolated bidirectional DC-DC converters with high static derived from SEPIC and Ćuk structures**. 225 p.; Electrical and Computer Engineering – CPGEI; Federal Technological University of Paraná. Curitiba, 2020.

This thesis presents studies about non-isolated bidirectional DC-DC converters with a high static conversion rate – over five times. Two new bidirectional topologies are proposed, based on the SEPIC Modified and Ćuk with switched inductor converters, which only use three controlled switches. In addition, passive current snubbers are proposed, which are applied to the topologies to achieve zero-current-switching (ZCS), describing the operation and the benefit that circuits bring to the operation of each topology. The experimental results of the bidirectional converters are shown operating with a power of 500 W and 300/250 W, respectively, static gain of 6.25 times and switching frequency equal to 30 kHz and 60 kHz. The use of snubbers allowed zero-current-switching turn-on in all switches and mostly turn-off in both topologies, minimizing the reverse recovery effects of the intrinsic diodes switches, allowing the use of switches of any technology, in addition to increasing the converters efficiency. Processing 500 W power, 95.2% and 95.6% efficiency were achieved for the proposed converter derived from the Modified SEPIC in the step-up and step-down modes, respectively. With power equal to 250 W – which refers to the same current efforts considering the design specifications used in the both converters – 95.7% and 94.8% efficiency for the Ćuk-derived converter, in the step-up and step-down modes, respectively, both with a switching frequency equal to 30kHz.

Keywords: Non-isolated bidirectional DC-DC converters; Wide-voltage-gain range; Snubbers.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Primeira topologia proposta: SEPIC Modificado bidirecional com <i>snubber</i> de corrente.	26
Figura 2 – Segunda topologia proposta: Ćuk com Indutor Chaveado Bidirecional com <i>snubber</i> de corrente.	26
Figura 3 – Ganho estático dos conversores CC-CC clássicos, SEPIC Modificado e Ćuk com indutor chaveado.	33
Figura 4 – Conversores CC-CC clássicos com possibilidade de operação bidirecional. (a) buck/boost; (b) buck-boost; (c) Ćuk; (d) SEPIC/Zeta.	34
Figura 5 – Exemplo da técnica de capacitor chaveado proposto por Prudente L. L. Pfitscher R. Gules (2003).	36
Figura 6 – Exemplo da técnica de indutor chaveado proposto por De Moraes et al. (2019).	37
Figura 7 – Exemplo da técnica de indutor acoplado proposto por Wai; Duan (2005).	38
Figura 8 – Exemplo da técnica multiplicador de tensão proposto por De Souza et al. (2015).	40
Figura 9 – Exemplo da técnica associação de conversores proposto por Coutellier (2008).	41
Figura 10 – Topologia proposta por Fardoun et al. (2011).	43
Figura 11 – Topologia proposta por Wai (2012).	43
Figura 12 – Topologia proposta por Zhang et al, (2018).	44
Figura 13 – Topologia proposta por Shreelakshmi et al, (2019).	45
Figura 14 – Topologia proposta por Zhang et al, (2018).	46
Figura 15 – Conversor CC-CC SEPIC modificado proposto por (De Melo et al., 2010).	49
Figura 16 – Primeira topologia proposta: conversor SEPIC Modificado bidirecional.	49
Figura 17 – Primeira etapa de operação – SEPIC modificado – modo elevador.	51
Figura 18 – Segunda etapa de operação – SEPIC modificado – modo elevador.	52
Figura 19 – Formas de ondas idealizadas – SEPIC modificado – modo elevador.	53
Figura 20 – Primeira etapa de operação – SEPIC modificado – modo abaixador.	54
Figura 21 – Segunda etapa de operação – SEPIC modificado – modo abaixador.	55
Figura 22 – Formas de ondas idealizadas – SEPIC modificado – modo abaixador.	56
Figura 23 – Topologia do conversor SEPIC Modificado utilizada para modelagem.	62
Figura 24 – Validação das funções de transferência de quinta e de segunda ordem.	64
Figura 25 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.	68
Figura 26 – Estrutura de um controlador PI com filtro.	68
Figura 27 – Esquemático para simulação numérica.	70
Figura 28 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada V_1 e - Modo Elevador.	71

Figura 29 – Formas de ondas da tensão e corrente de saída V_2 e I_2 .	71
Figura 30 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o indutor L_1 .	72
Figura 31 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o indutor L_2 .	72
Figura 32 – Formas de Ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_1 .	73
Figura 33 – Formas de Ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_2 .	73
Figura 34 – Formas de Ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_3 .	74
Figura 35 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 .	75
Figura 36 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada V_1 e I_1 - Modo abaixador.	76
Figura 37 – Topologia com o <i>snubber</i> de corrente proposto.	79
Figura 38 – Técnica de modulação PWM aplicada ao conversor com o <i>snubber</i> de corrente.	82
Figura 39 – Primeira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.	83
Figura 40 – Segunda etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.	84
Figura 41 – Terceira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.	84
Figura 42 – Quarta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.	85
Figura 43 – Quinta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.	86
Figura 44 – Sexta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.	86
Figura 45 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o <i>snubber</i> – modo elevador.	89
Figura 46 – Primeira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	90
Figura 47 – Segunda etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	91
Figura 48 – Terceira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	92
Figura 49 – Quarta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	93
Figura 50 – Quinta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	94
Figura 51 – Sexta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	94
Figura 52 – Sétima etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	95
Figura 53 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	97
Figura 54 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S1 – modo elevador.	101
Figura 55 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S1 – modo elevador.	102
Figura 56 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S2 – modo elevador.	102
Figura 57 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S2 – modo elevador.	103
Figura 58 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S3 – modo elevador.	103
Figura 59 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S3 – modo elevador.	104
Figura 60 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L1 e L2 – modo elevador.	105

Figura 61 – Forma de onda da corrente sobre o indutor L_s – modo elevador.....	105
Figura 62 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos D_{s1} e D_{s2} – modo elevador.....	106
Figura 63 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 – modo elevador.....	107
Figura 64 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V_1 e V_2 – modo elevador.	107
Figura 65 – Rendimento do conversor SEPIC para o modo elevador com frequência de 30kHz.	108
Figura 66 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_1 – modo abaixador.....	109
Figura 67 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S_1 – modo abaixador.	109
Figura 68 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_2 – modo abaixador.....	110
Figura 69 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S_2 – modo abaixador.	111
Figura 70 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_3 – modo abaixador.	111
Figura 71 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S_3 – modo abaixador.	112
Figura 72 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L_1 e L_2 – modo abaixador.....	113
Figura 73 – Forma de onda da corrente sobre o indutor L_s e Capacitor C_s – modo abaixador.....	113
Figura 74 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos D_{s1} e D_{s2} – modo abaixador.....	114
Figura 75 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 – modo abaixador.	114
Figura 76 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V_1 e V_2 – modo abaixador.....	115
Figura 77 – Rendimento do conversor SEPIC para o modo abaixador com frequência de 30kHz.	116
Figura 78 – Curvas de rendimento do conversor para os modos elevador e abaixador com frequência de comutação de 30kHz e 60kHz.	117
Figura 79 – Conversor SEPIC Modificado Bidirecional com <i>snubber</i> de corrente e controlador de corrente em malha fechada.	118
Figura 80 – Corrente sobre o indutor L_1 operando em malha fechada. (a) Transitório do modo elevador para abaixador. (b) Transitório do modo abaixador para o modo elevador.....	118
Figura 81 – Conversor Ćuk clássico unidirecional.....	126
Figura 82 – Conversor Ćuk clássico unidirecional com indutor chaveado.	126
Figura 83 – Conversor Ćuk com indutor chaveado proposto por De Moraes <i>et al.</i> (2019).....	127
Figura 84 – Segunda topologia proposta: Conversor Ćuk bidirecional com indutor chaveado.....	128
Figura 85 – Variação da segunda topologia proposta: Conversor Ćuk bidirecional com indutor chaveado com quatro interruptores controlados.....	129

Figura 86 – Primeira etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo elevador.....	131
Figura 87 – Segunda etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo elevador.....	132
Figura 88 – Formas de ondas idealizadas – Ćuk com Indutor Chaveado – modo elevador.....	134
Figura 89 – Primeira etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo abaixador.....	135
Figura 90 – Segunda etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo abaixador.....	136
Figura 91 – Formas de ondas idealizadas – Ćuk com Indutor Chaveado – modo abaixador.....	137
Figura 92 – Topologia do conversor Ćuk utilizada para modelagem.....	142
Figura 93 – Validação das funções de transferência de sexta e de segunda ordem.	144
Figura 94 – Esquemático de simulação do conversor Ćuk bidirecional com Indutor Chaveado.....	149
Figura 95 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre os interruptores S_1 e S_2 - Modo Elevador.	150
Figura 96 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre os diodos D_1 e D_2 - Modo Elevador.	150
Figura 97 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre os indutores L_1 e L_2	151
Figura 98 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o indutor L_3	152
Figura 99 – Formas de Ondas de tensão sobre os capacitores C_1 e C_2	152
Figura 100 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada e saída V_1 , I_1 e V_2 , I_2	153
Figura 101 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada V_1 e I_1 - Modo abaixador.....	153
Figura 102 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o interruptor S_3 - Modo abaixador.....	154
Figura 103 – Topologia proposta: Ćuk com Indutor Chaveado Bidirecional.....	157
Figura 104 – Primeira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.....	159
Figura 105 – Segunda etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.....	159
Figura 106 – Terceira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.....	161
Figura 107 – Quarta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo elevador.	161
Figura 108 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o <i>snubber</i> – modo elevador.....	164
Figura 109 – Primeira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.....	165
Figura 110 – Segunda etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.....	166
Figura 111 – Terceira etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	167
Figura 112 – Quarta etapa de operação com o <i>snubber</i> – modo abaixador.	168
Figura 113 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o <i>snubber</i> – modo abaixador.....	170
Figura 114 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_1 – modo elevador.....	174

Figura 115 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S1 – modo elevador.	175
Figura 116 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S2 – modo elevador.....	176
Figura 117 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S2 – modo elevador.	176
Figura 118 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S3 – modo elevador.....	177
Figura 119 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S3 – modo elevador.	177
Figura 120 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L1 e L2 – modo elevador.....	178
Figura 121 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o indutor L3 – modo elevador.....	179
Figura 122 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os diodos D1 e D2 – modo elevador.....	179
Figura 123 – Formas de ondas de corrente e tensão sobre os indutores Ls1 e Ls2 – modo elevador.....	180
Figura 124 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos Ds1 e Ds2 – modo elevador.....	180
Figura 125 – Forma de ondas de tensão sobre o capacitor Cs – modo elevador. ..	181
Figura 126 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C1 e C2 – modo elevador.....	181
Figura 127 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V1 e V2 – modo elevador.....	182
Figura 128 – Rendimento do conversor Ćuk para o modo elevador com frequência de 60kHz.	183
Figura 129 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S1 – modo abaixador.....	184
Figura 130 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S1 – modo abaixador.	185
Figura 131 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S2 – modo abaixador.....	185
Figura 132 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S2 – modo abaixador.	186
Figura 133 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S3 – modo abaixador.....	186
Figura 134 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S3 – modo abaixador.	187
Figura 135 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L1 e L2 – modo abaixador.....	187
Figura 136 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o indutor L3 – modo abaixador.....	188
Figura 137 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os diodos D1 e D2 – modo abaixador.....	188
Figura 138 – Formas de ondas de corrente e tensão sobre os indutores Ls1 e Ls2 – modo abaixador.....	189
Figura 139 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos Ds1 e Ds2 – modo abaixador.....	189
Figura 140 – Forma de ondas de tensão sobre o capacitor Cs – modo abaixador.	190

Figura 141 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C1 e C2 – modo abaixador.....	191
Figura 142 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V1 e V2 – modo elevador.....	191
Figura 143 – Rendimento do conversor Ćuk para o modo abaixador com frequência de 60kHz.	192
Figura 144 – Curvas de rendimento do conversor ĆUK proposto para o modo elevador e abaixador com frequência de comutação de 30kHz e 60kHz.	193
Figura 145 – Conversor Ćuk com indutor chaveado bidirecional com <i>snubber</i> de corrente e controlador em malha fechada de corrente.....	194
Figura 146 – Corrente sobre o indutor L3 operando em malha fechada. (a) Transitório do modo elevador para abaixador. (b) Transitório do modo abaixador para o modo elevador.	194
Figura 147 – Rendimento para o modo elevador das topologias propostas.	202
Figura 148 – Rendimento para o modo abaixador das topologias propostas.	203
Figura 149 – Primeiro conversor proposto: SEPIC Modificado bidirecional.	207
Figura 150 – Segundo conversor proposto: Ćuk bidirecional.	207
Figura 151 – Topologia proposta por Zhang <i>et al.</i> (2018).	208
Figura 152 – Topologia proposta por Shreelakshmi <i>et al.</i> (2019).....	208
Figura 153 – Topologia proposta por Zhang <i>et al.</i> (2018).	208

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Ganho estático dos conversores CC-CC básicos não isolados.	32
Tabela 2 – Especificações de projeto do conversor SEPIC modificado bidirecional.	65
Tabela 3 – Comparação (Análise matemática vs Simulação numérica).	77
Tabela 4 – Valores dos componentes utilizados no protótipo – SEPIC Modificado.	99
Tabela 5 – Esforços de tensão e corrente obtidos em laboratório – SEPIC Bidirecional.	122
Tabela 6 – Especificações de projeto do conversor Ćuk com indutor chaveado bidirecional.	145
Tabela 7 – Comparação (Análise matemática vs Simulação numérica).	155
Tabela 8 – Valores dos componentes utilizados no protótipo – Ćuk Bidirecional.	173
Tabela 9 – Esforços de tensão e corrente obtidos em laboratório – Ćuk Bidirecional.	197
Tabela 10 – Comparação entre as topologias propostas derivadas do SEPIC e Ćuk.	204
Tabela 11 – Comparação das topologias propostas derivadas do SEPIC e Ćuk com outros conversores.	209

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	19
1.1 CONVERSORES PROPOSTOS	25
1.2 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	26
1.2.1 Objetivo Geral	27
1.2.2 Objetivos Específicos.....	27
1.2.3 Contribuições do Trabalho	27
1.3 PUBLICAÇÃO	28
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	28
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA – ESTADO DA ARTE	30
2.1 INTRODUÇÃO	30
2.2 CONVERSORES CC-CC CLÁSSICOS	31
2.2.1 Operação Bidirecional.....	33
2.3 TÉCNICAS UTILIZADAS PARA OBTENÇÃO DE ELEVADO GANHO	34
2.3.1 Capacitor Chaveado	35
2.3.2 Indutor Chaveado	36
2.3.3 Acoplamento Magnético	38
2.3.4 Multiplicador de Tensão	39
2.3.5 Associação de Conversores	40
2.4 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS DE ELEVADO GANHO NÃO ISOLADOS.....	42
2.4.1 Conversor I – Proposto por Fardoun <i>et al.</i> (2011).....	42
2.4.2 Conversor II – Proposto por Wai (2012)	43
2.4.3 Conversor III – Proposto por Zhang <i>et al.</i> , (2018).....	44
2.4.4 Conversor IV – Proposto por Shreelakshmi <i>et al.</i> , (2019).....	45
2.4.5 Conversor V – Proposto por Zhang <i>et al.</i> , (2018)	45
2.5 CONCLUSÃO	46
3 CONVERSOR PROPOSTO I – SEPIC MODIFICADO BIDIRECIONAL	48
3.1 INTRODUÇÃO	48
3.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	50
3.2.1 Primeira Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Elevador.....	50
3.2.2 Segunda Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Elevador.....	51
3.2.3 Formas de Ondas – SEPIC Modificado – Modo Elevador	52
3.2.4 Primeira Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Abaixador.....	54
3.2.5 Segunda Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Abaixador.....	54
3.2.6 Formas de Ondas – SEPIC Modificado – Modo Abaixador	55
3.3 ANÁLISE MATEMÁTICA	57
3.3.1 Definição do Ganho Estático.....	57
3.3.2 Determinação das Indutâncias L_1 e L_2	58

3.3.3	Determinação das Capacitâncias C_1 , C_2 e C_3	59
3.3.4	Determinação dos Esforços de Tensão e Corrente sobre os Semicondutores de Potência	60
3.3.5	Obtenção e Validação de um Modelo Dinâmico Simplificado para Controle do Conversor.....	62
3.4	METODOLOGIA E PROJETO DO CONVERSOR.....	64
3.4.1	Definição e Projeto do Compensador	67
3.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	69
3.5.1	Modo Elevador – Resultados de Simulação Numérica	69
3.5.2	Modo Abaixador – Resultados de Simulação	75
3.5.3	Análise Comparativa das Equações de Projeto	76
3.6	PROPOSTA DO <i>SNUBBER</i> DE CORRENTE NÃO DISSIPATIVO	78
3.6.1	Técnica de Modulação PWM Aplicada	80
3.6.2	Modo Elevador – Etapas de Operação com o <i>Snubber</i> Proposto	82
3.6.2.1	Primeira etapa – modo elevador	82
3.6.2.2	Segunda etapa – modo elevador	83
3.6.2.3	Terceira etapa – modo elevador	84
3.6.2.4	Quarta etapa – modo elevador	85
3.6.2.5	Quinta etapa – modo elevador.....	85
3.6.2.6	Sexta etapa – modo elevador	86
3.6.2.7	Formas de ondas – modo elevador.....	88
3.6.3	Modo Abaixador – Etapas de Operação com o <i>Snubber</i> Proposto	90
3.6.3.1	Primeira etapa – modo abaixador	90
3.6.3.2	Segunda etapa – modo abaixador	91
3.6.3.3	Terceira etapa – modo abaixador	92
3.6.3.4	Quarta etapa – modo abaixador.....	93
3.6.3.5	Quinta etapa – modo abaixador	93
3.6.3.6	Sexta etapa – modo abaixador	94
3.6.3.7	Sétima etapa – modo abaixador	95
3.6.3.8	Formas de ondas – modo abaixador.....	96
3.6.4	Projeto do <i>Snubber</i> Passivo de Corrente Proposto	98
3.7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	99
3.7.1	Operação no Modo Elevador	100
3.7.2	Operação no Modo Abaixador	108
3.7.3	Rendimento do Conversor Operando com Frequência de 60kHz.....	116
3.7.4	Operação em Malha Fechada.....	117
3.8	ANÁLISES DOS RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	118
3.9	CONCLUSÃO	122
4	CONVERSOR PROPOSTO II – ĆUK COM INDUTOR CHAVEADO BIDIRECIONAL	125
4.1	INTRODUÇÃO.....	125
4.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	129

4.2.1 Primeira Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Elevador	130
4.2.2 Segunda Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Elevador	131
4.2.3 Formas de Ondas – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Elevador	132
4.2.4 Primeira Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Abaixador	135
4.2.5 Segunda Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Abaixador	135
4.2.6 Formas de Ondas – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Abaixador	136
4.3 ANÁLISE MATEMÁTICA	137
4.3.1 Definição do Ganho Estático	138
4.3.2 Determinação das indutâncias L_1 , L_2 e L_3	138
4.3.3 Determinação das Capacitâncias C_1 , C_2 e C_3	140
4.3.4 Esforços de Tensão e de Corrente nos Semicondutores de Potência	140
4.3.5 Obtenção e Validação de um Modelo Dinâmico Simplificado para Controle do Conversor	142
4.4 METODOLOGIA E PROJETO DO CONVERTOR	144
4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	148
4.5.1 Modo Elevador – Resultados de Simulação	148
4.5.2 Modo Abaixador – Resultados de Simulação	153
4.5.3 Análise Comparativa das Equações de Projeto	154
4.6 PROPOSTA DE <i>SNUBBER</i> DE CORRENTE NÃO DISSIPATIVO	156
4.6.1 Modo Elevador – Etapas de Operação com o <i>Snubber</i> Proposto	158
4.6.1.1 Primeira etapa – modo elevador	158
4.6.1.2 Segunda etapa – modo elevador	159
4.6.1.3 Terceira etapa – modo elevador	160
4.6.1.4 Quarta etapa – modo elevador	161
4.6.1.5 Formas de ondas – modo elevador	163
4.6.2 Modo Abaixador – Etapas de Operação com o <i>Snubber</i> Proposto	164
4.6.2.1 Primeira etapa – modo abaixador	165
4.6.2.2 Segunda etapa – modo abaixador	166
4.6.2.3 Terceira etapa – modo abaixador	166
4.6.2.4 Quarta etapa – modo abaixador	167
4.6.2.5 Formas de ondas – modo abaixador	169
4.6.3 Projeto do <i>Snubber</i> Passivo de Corrente Proposto	171
4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	172
4.7.1 Modo Elevador – Resultados Experimentais	173
4.7.2 Modo Abaixador – Resultados Experimentais	183
4.7.3 Rendimento do Conversor Operando com Frequência de 30kHz	192
4.7.4 Operação em Malha Fechada	193
4.8 ANÁLISES DOS RESULTADOS E DISCUSSÕES	194

4.9 CONCLUSÃO	197
5 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE TOPOLOGIAS.....	200
5.1 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS SEPIC E ĆUK PROPOSTAS	200
5.2 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS PROPOSTAS E APRESENTADAS	204
6 CONCLUSÃO GERAL	210
REREFÊNCIAS.....	212
APÊNDICE A - COEFICIENTES DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR SEPIC MODIFICADO BIDIRECIONAL.....	217
APÊNDICE B - COEFICIENTES DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR ĆUK COM INDUTOR CHAVEADO BIDIRECIONAL.....	220
APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO IMPLEMENTADO – CONVERSOR SEPIC MODIFICADO BIDIRECIONAL	222
APÊNDICE D - ESQUEMÁTICO IMPLEMENTADO – CONVERSOR ĆUK COM INDUTOR CHAVEADO BIDIRECIONAL.....	224

1 INTRODUÇÃO

Desde os primórdios da humanidade a tecnologia vem se modificando e evoluindo proporcionalmente às necessidades. Foram diversos avanços ao longo de todo o tempo e pode-se dizer que o marco inicial, levando em consideração a área tecnológica, se deu a partir da primeira revolução industrial, a qual teve início no final do século XVIII, na Inglaterra, e durou de 1750 até 1850 (HOBSBAWM, 2009).

A segunda revolução industrial, que teve início na segunda metade do século XIX e terminou em 1945, aproximadamente, foi marcada pelo surgimento do motor elétrico, do motor a combustão interna e também pelo alastramento da eletrificação como um todo. As máquinas à vapor, que eram a principal fonte motora daquela época, foram sendo substituídas e a demanda por energia elétrica e por combustíveis fósseis aumentou (HOBSBAWM, 2009).

Desde então é possível afirmar que não houve redução na demanda destas fontes de energia, as quais cresceram de maneira muito expressiva por um longo período e continuam crescendo até os dias atuais. Conseqüentemente, tanto a geração de energia elétrica quanto a produção de combustíveis fósseis, foram impulsionadas a crescer na mesma proporção. Na época, pode-se considerar que toda energia elétrica consumida era proveniente de fontes de energia não renováveis o que trouxe diversos problemas para o eco sistema.

A partir de 1950 se tem o início da terceira revolução industrial, a qual se deu num viés mais tecnológico, envolvendo a ciência e a produção em grande escala seja na indústria, na agricultura, no comércio e no setor de serviços. Destaca-se neste mesmo período, o início do desenvolvimento da eletrônica de potência moderna com o surgimento dos primeiros semicondutores de potência (RIFKIN, 2012).

Paralelamente à produção de energia elétrica usando fontes de energia não renováveis, os combustíveis fósseis são usados em larga escala para a locomoção de pessoas e cargas. Esses combustíveis ainda são a principal fonte motriz dos veículos de locomoção atuais, sejam estes leves ou pesados, tanto em países desenvolvidos quanto em países subdesenvolvidos, trazendo conseqüências para o meio ambiente, danificando a camada de ozônio, poluindo o ar e contribuindo para o aquecimento global.

Porém, as perspectivas das últimas décadas apontam um caminho mais otimista. A Dinamarca, por exemplo, anunciou uma nova política energética e deseja

que metade de toda energia consumida no país, até 2025, seja gerada utilizando fontes de energia alternativas. Além disso, ainda pretende ser independente dos combustíveis fósseis até 2050.

Outros países desenvolvidos como a Noruega e a Alemanha, anunciaram a proibição da venda de veículos à combustão até 2025 e 2030, respectivamente. Ademais, estes países buscam a redução da emissão de dióxido de carbono como um todo e pretendem interromper a circulação de veículos à combustão a partir de 2040 e 2050, na sequência.

No Brasil, a matriz energética renovável está sendo ampliada com recursos financeiros provenientes, em sua maioria, da iniciativa privada, fomentando o desenvolvimento dessas fontes de energia. Por parte do governo, existe o PROINFA (Programa de Incentivo às Energias Renováveis), cujo objetivo de aumentar a participação de fontes alternativas e renováveis na produção de energia elétrica, por meio de pequenas centrais hidrelétricas, usinas eólicas e solares, além de empreendimentos termelétricos às biomassas.

Embora os países subdesenvolvidos caminhem a passos mais lentos, já se observa o uso de energias alternativas e renováveis e dos veículos híbridos e elétricos. Além de que, há diversas organizações que buscam junto aos governos a redução de emissão do dióxido de carbono (PHAM *et al.*, 2012).

Para o aproveitamento da energia proveniente das fontes renováveis e alternativas, como a solar fotovoltaica, a eólica, entre outras, se faz necessário o processamento eletrônico desta energia. Com isso, permite-se a conexão às linhas de distribuição convencionais ou o armazenamento em baterias. As fontes renováveis de energia produzem níveis flutuantes de potência ao longo do tempo, o que não corresponde necessariamente ao consumo instantâneo de energia dos consumidores (P. MAEGAARD, 2010).

Além do uso para o processamento da energia dos sistemas alternativos e renováveis, esses conversores também são usados para a recarga das baterias, acionamento do trem de força e para regenerar energia de uma frenagem nos veículos híbridos ou elétricos, por exemplo. O processamento eletrônico e o controle da energia são realizados por meio de conversores que compõem os quatro principais tipos de conversão: CA-CC, CC-CA, CA-CA ou CC-CC.

Os conversores CA-CC, denominados como retificadores, podem ser não controlados ou semicontrolados com o emprego de diodos e tiristores ou totalmente

controlados com a utilização de interruptores. Esses retificadores estão presentes nas fontes de alimentação, nas residências, nas indústrias, enfim, em diversas aplicações em que há necessidade de retificação da corrente proveniente de um dispositivo CA convencional.

Por outro lado, os conversores CC-CA, os quais são conhecidos como inversores, fazem justamente o contrário. São utilizados quando se faz necessária a obtenção de corrente alternada a partir de uma fonte de corrente contínua. Essas topologias são muito usadas na indústria para o controle de velocidade em motores de indução – comumente CA-CA indiretos – e para a conexão e entrega de energia à rede elétrica convencional, gerada pelos sistemas renováveis.

Já os conversores CC-CC, assim como o próprio nome sugere, processam energia entre duas fontes de corrente contínua. Estes podem ser abaixadores de tensão como o conversor *Buck*, elevadores de tensão como o *Boost* ou ainda elevadores e/ou abaixadores de tensão como o *Buck-Boost*. Além destes, há uma diversidade de outras topologias de conversores CC-CC (BARBI e MARTINS, 2000).

Esses conversores são empregados em inúmeras aplicações. Podem, por exemplo, ser utilizados como o segundo estágio de um retificador para reduzir ou elevar a tensão de saída, em fontes de alimentação, em *drivers* usados para o acionamento de LED, em controladores de carga, no controle da tensão e da corrente aplicada em motores de corrente contínua, entre outros.

A escolha da topologia para ser usada em determinada aplicação está diretamente ligada com as características da fonte de alimentação e as da carga. O primeiro parâmetro que deve ser observado e talvez um dos mais importantes, refere-se ao ganho estático do conversor, ou seja, a relação de tensão entre a entrada e saída.

Para as topologias clássicas, comentadas anteriormente e também mostradas no capítulo II, obtêm-se uma relação máxima de ganho estático menor ou igual a cinco vezes. O ganho estático desses conversores fica restrito, mesmo que com a operação com valores elevados de razão cíclica, as não idealidades dos componentes que compõe o conversor.

Ao se elevar a razão cíclica de uma topologia as perdas por condução também aumentam. Além disso, é necessário que haja um percentual mínimo de tempo para a segunda etapa, ou ainda, para a segunda e terceira etapas de operação, caso o conversor opere no modo de condução descontínuo. Na prática, para alcançar um

ganho estático superior a cinco vezes, utilizando um conversor CC-CC clássico, faz-se necessário que a razão cíclica da estrutura fique acima de 0,83 ~ 0,85, valores que não são desejáveis para a operação de um conversor CC-CC (ERICKSON, 1993).

Caso a aplicação necessite um ganho estático superior existem dois caminhos que podem ser considerados. O primeiro é a utilização de uma topologia isolada, a qual possui um transformador. Com o devido projeto do elemento magnético, pode-se alcançar elevado ganho estático por meio do ajuste da relação de transformação (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Porém, ao fazer o uso de uma topologia isolada, algumas desvantagens são observadas. Inicialmente, tem-se o custo da estrutura incrementado e o número de interruptores totalmente controlados também é maior, aumentando a complexidade da unidade de comando e controle. Além disso, com a inclusão de um transformador, o rendimento da topologia torna-se menor devido às perdas nos parâmetros intrínsecos (GULES *et al.*, 2014).

A outra opção que pode ser adotada para essa questão está relacionada ao uso de um conversor que possua um ganho estático superior aos encontrados em dispositivos clássicos, mas que não seja isolado. Neste sentido, pode-se denominá-lo como conversor de elevado ganho estático ou conversor de elevado ganho. Neste trabalho, é utilizado este termo para tratar das topologias que têm um ganho estático superior a cinco vezes.

Os conversores não isolados que apresentam essa característica, habitualmente, utilizam alguma técnica para obtenção de tal atributo. Essas técnicas são amplamente conhecidas e discutidas na literatura e, por meio da inclusão de componentes passivos e/ou ativos que são arrançados de maneira que propiciem um ganho estático superior, são aplicados às topologias não isoladas clássicas ou modificadas.

Há uma grande quantidade de técnicas que se pode utilizar para obtenção desta característica. Essas são denominadas por capacitor chaveado (ZHANG *et al.*, 2018), indutor chaveado (YANG *et al.*, 2009), acoplamento magnético (SHREELAKSHMI *et al.*, 2019), multiplicador de tensão (PRUDENTE *et al.*, 2008), associação de conversores (BELLA *et al.*, 2016), entre outras. Também pode-se modificar topologias de forma a possibilitar tal propriedade (De MELO *et al.*, 2010).

De maneira geral, essas técnicas permitem elevar o ganho estático da topologia sem que seja necessário a utilização de um transformador, obtendo também

vantagens no que tange à operação, à redução das perdas e a diminuição do peso e volume do conversor (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Com o uso de uma técnica de elevação do ganho em uma estrutura, esta pode alcançar um ganho estático de dez vezes ou mais. Caso fossem empregadas topologias convencionais para a mesma aplicação, seria necessário o uso de dois conversores conectados em série, o que pode levar a um rendimento global inferior quando comparado com um único conversor.

Utilizando uma técnica de elevado ganho, além de se elevar o ganho da topologia, normalmente, obtém-se também a redução dos esforços de tensão sobre os interruptores, o que mostra ser outra vantagem desses conversores. Já às topologias que são baseadas na técnica de acoplamento magnético, o ganho estático pode ser ainda maior, com um baixo percentual de razão cíclica, propiciando também a redução dos esforços de tensão sobre os interruptores (KWON *et al.*, 2014).

Quando um conversor CC-CC possui elevado ganho estático sua versatilidade de aplicação é maior. Este pode ser utilizado, por exemplo, para a conexão à rede elétrica de painéis fotovoltaicos, sendo o estágio CC-CC de um inversor fotovoltaico. Nas aplicações residenciais, onde grande parte dos conversores propostos está seguindo nesta linha, o uso de um estágio CC-CC de elevado ganho possibilita a conexão de um único módulo fotovoltaico à rede elétrica, reduzindo as perdas que se tem com a conexão de muitos painéis em série e melhorando também a atuação do MPPT (REITER *et al.*, 2016), (MENESES *et al.*, 2013) e (KJAER *et al.*, 2005).

As topologias de elevado ganho representam uma importante área de estudo da eletrônica de potência e possui crescente demanda, principalmente quando se trata de aplicações que se tem baixo valor (12 ~ 60 V) de tensão contínua. Além das aplicações já comentadas, outras podem ser destacadas como a utilização desses conversores em célula combustível, sistemas embarcados, equipamentos eletrônicos portáteis, sistemas ininterruptos de energia e equipamentos alimentados por bateria (LI e HE, 2011).

Além do elevado ganho, outra característica que pode ser de grande relevância para a aplicação dos conversores CC-CC é a operação bidirecional, ou seja, que a energia possa fluir nos dois sentidos. Em topologias que unem essas propriedades – o elevado ganho e a operação bidirecional – o número de aplicações da topologia é ainda maior.

A única premissa das topologias bidirecionais é que, muitas vezes, o número de interruptores totalmente controlado é elevado, tornando o circuito de comando mais complexo, aumentando o tamanho físico e o custo do conversor. Por outro lado, o emprego de um número maior de interruptores pode reduzir os esforços de tensão e/ou de corrente em cada componente. Portanto, deve-se adotar um ponto de equilíbrio, relacionando a complexidade da estrutura e os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores (E. WITTENBREDER, 2006).

Uma aplicação onde se faz relevante a utilização de uma topologia que possua elevado ganho e que seja bidirecional é a de dispositivos que armazenam energia. Nestas soluções, muitas vezes, a energia precisa ser armazenada em determinado período e utilizada em outro.

Quando se trata de armazenamento de energia, alguns requisitos de projeto do banco de baterias devem ser observados. Primeiramente, deve-se atentar à tensão nominal do banco. Na maioria das aplicações, deseja-se operar com uma tensão mais baixa, aproveitando a característica de elevado ganho do conversor para evitar a conexão de muitas baterias em série – que pode levar a um carregamento não equilibrado das baterias, além do que, se tem a chance de prejudicar a operação de todo o arranjo caso uma venha falhar.

Outro ponto que também precisa ser observado é a ondulação de corrente que o conversor possui no lado de baixa tensão, no qual normalmente se conecta o banco de baterias. Se a topologia apresentar elevada ondulação, isso irá acarretar na redução da vida útil do banco, o qual é pesado, ocupa um grande percentual do sistema e sua substituição representa um grande percentual no custo (NELSONA E KEPROSB, 1999).

Outrossim, o crescimento da demanda das aplicações em que se faz necessário o armazenamento de energia, vem resultando no aumento do uso de conversores CC-CC bidirecionais. Além das aplicações comentadas acima, a utilização dessas topologias se destaca também no transporte ferroviário (trens e bondes elétricos), no transporte automotivo (veículos híbridos e elétricos), em aplicações aeroespaciais, elevadores e escadas rolantes, super-capacitores, *smart grids*, sistemas de telecomunicações, computadores, sistemas médicos, entre outras (FOROUZESH *et al.*, (2017) e (RAZZAGHZADEH E SALIMI, 2015).

Ademais, nas topologias bidirecionais, um ponto que merece atenção é o rendimento do conversor. Faz-se necessário um rendimento elevado da topologia

tendo em vista que, na maioria das vezes, a energia é processada duas vezes (PHAM *et al.*, 2012). Geralmente o rendimento varia de acordo com a carga, com o nível de potência processada e ainda de acordo com a direção em que a corrente flui. Por esse motivo, buscar propostas de topologias que apresentem um bom rendimento para a corrente fluindo nos dois sentidos, permitindo a competitividade do conversor, se faz necessário.

De acordo com o contexto apresentado, esta tese propõe duas novas topologias de conversores CC-CC de elevado ganho, bidirecionais e não isoladas, baseadas nos conversores SEPIC Modificado e Ćuk com Indutor Chaveado. Apresenta-se o estudo das topologias propostas; levantamento das equações; simulação numérica; validação das equações; propostas de *snubbers* passivos de correntes; implementação prática; discussões e comparação dos conversores propostos, os quais estão mostrados no item 1.1.

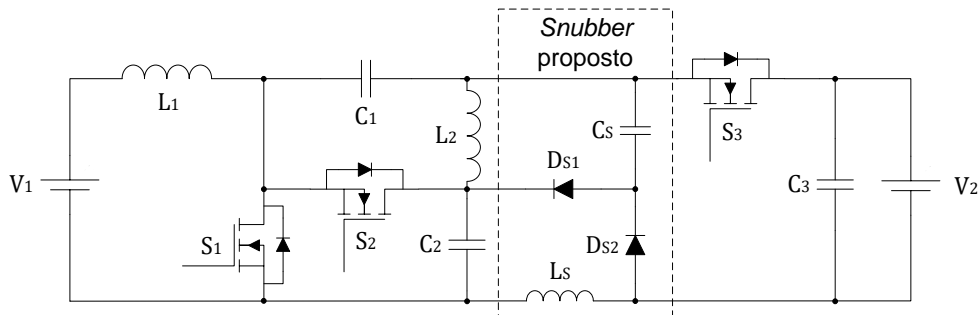
1.1 CONVERSORES PROPOSTOS

A primeira topologia proposta nesta tese trata-se de um conversor bidirecional baseado no SEPIC Modificado. A topologia proposta está apresentada na Figura 1. Resumidamente, a topologia é não isolada, possui elevado ganho, é capaz de operar com a corrente fluindo nos dois sentidos, emprega apenas três interruptores e tem um número reduzido de componentes. Além disso, devido a proposta do *snubber* de corrente, o conversor apresenta redução nas perdas por comutação, obtendo a maioria das comutações ZCS, mitigando os efeitos da recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores.

A segunda topologia proposta refere-se a um conversor bidirecional baseado no conversor Ćuk com indutor chaveado. A topologia proposta está apresentada na Figura 2. Nessa topologia, a corrente da fonte de baixa tensão é dividida entre os interruptores S_1 e S_2 , reduzindo os esforços de corrente e as perdas. Da mesma forma, a topologia proposta utiliza apenas três interruptores, é não isolada, bidirecional e tem um número maior de componentes quando comparada com topologia da Figura 1. O conversor Ćuk com indutor chaveado proposto também se beneficia por apresentar a maioria das comutações ZCS, redução as perdas por comutação e

mitigando os efeitos da recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores devido a proposta do *snubber* passivo de corrente.

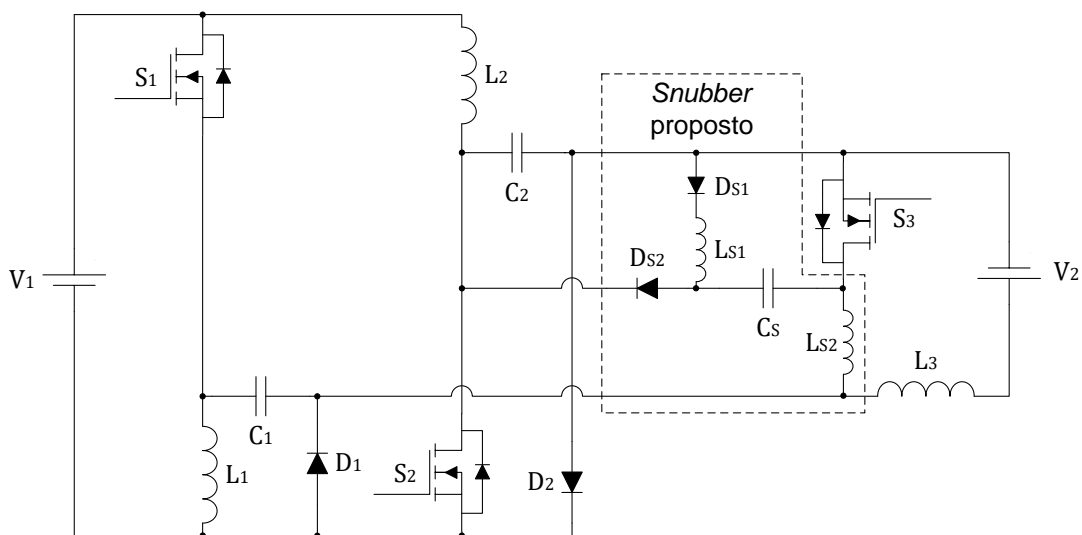
Figura 1 – Primeira topologia proposta: SEPIC Modificado bidirecional com *snubber* de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

É importante ressaltar que para ambas as topologias os *snubber* passivos não dissipativos de corrente propostos permitem o uso de interruptores de qualquer tecnologia no conversor, sem que haja prejuízo ao fenômeno de recuperação reversa dos diodos intrínsecos destes. Além do mais, propiciam entrada em condução ZCS em todos os interruptores e em alguns bloqueios.

Figura 2 – Segunda topologia proposta: Ćuk com Indutor Chaveado Bidirecional com *snubber* de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

1.2 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Apresenta-se abaixo os objetivos geral e específicos desta tese.

1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver topologias bidirecionais de elevado ganho estático baseadas nos conversores SEPIC e Ćuk que utilizem apenas três interruptores totalmente controlados.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Realizar a análise teórica acerca das técnicas de elevado ganho aplicadas aos conversores CC-CC;
- Propor a operação bidirecional do conversor SEPIC Modificado;
- Desenvolver um snubber passivo não dissipativo de corrente para o conversor SEPIC Modificado bidirecional;
- Implementar um protótipo físico para validação da análise teórica, simulação e funcionamento do *snubber* de corrente do conversor SEPIC Modificado;
- Propor a operação bidirecional do conversor Ćuk com indutor chaveado;
- Desenvolver um snubber passivo não dissipativo de corrente para o conversor Ćuk com indutor chaveado;
- Implementar um protótipo físico para validação da análise teórica, simulação e funcionamento do *snubber* de corrente do conversor Ćuk com indutor chaveado.

1.2.3 Contribuições do Trabalho

As contribuições deste trabalho são as propostas de duas topologias bidirecionais de elevado ganho estático baseadas nos conversores SEPIC Modificado e Ćuk com indutor chaveado. Estas topologias estão apresentadas na Figura 1 e Figura 2, respectivamente.

Apresenta-se a análise teórica, equacionamento, simulação numérica, projeto e implementação prática dos conversores, mostrando o passo-a-passo de desenvolvimento de cada etapa realizada, o que permite estudos sequentes ou

reproduções. Além disso, os *snubbers* passivos não dissipativos de corrente propostos permitem favorecer a operação de ambas as topologias, além de incrementar o rendimento, cujo objetivo é limitar a recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores. Estes também podem servir como referência para propostas de *snubber* em outros conversores com essas características e outros circuitos podem ser observados em SEVERNS (2008). Ainda como contribuição se tem a publicação de um artigo em periódico descrito no item 1.3.

1.3 PUBLICAÇÃO

Até o presente momento, os resultados obtidos com a pesquisa desta tese, resultaram em um artigo científico em periódico da área. O periódico foi publicado em uma edição especial da revista “IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics” que almejava a proposta de novos conversores CC-CC bidirecionais com elevado ganho estático e alto rendimento.

A publicação do conversor apresentado na Figura 1 está descrita abaixo (HIRTH *et al.*, 2020).

- “A Wide Conversion Ratio Bidirectional Modified SEPIC Converter with Non-Dissipative Current Snubber. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020.”

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No primeiro capítulo desta tese – Capítulo I – apresenta-se breve explanação sobre o estado da arte, buscando contextualizar o desenvolvimento da eletrônica de potência, dos conversores estáticos e pontos introdutórios desta tese. Na sequência, mostra-se as topologias propostas e desenvolvidas, seguidas pelos objetivos e publicações.

Estão contidos no Capítulo II desta tese, a apresentação dos conversores CC-CC clássicos bidirecionais e o estudo de algumas técnicas que podem ser aplicadas a estes para obtenção de um ganho estático superior, propiciando subsídio para a continuidade dos estudos nesta área. Mostram-se também algumas topologias

que compõe o estado da arte e que possuem as características dos conversores estudados.

No Capítulo III encontra-se mostrada a primeira topologia proposta e estudada, a qual é nominada “SEPIC Modificado Bidirecional”. Essa, embora não utilize uma técnica para obtenção do elevado ganho propriamente dita, possui tal característica devido a modificação da topologia do conversor SEPIC clássico. Neste capítulo está contida toda a análise da topologia, desde os princípios de operação, até os resultados experimentais e discussões.

No Capítulo IV encontra-se apresentada a segunda topologia proposta e estudada, a qual é nominada “Ćuk Bidirecional com Indutor Chaveado”. Essa conforme o próprio nome sugere, utiliza a técnica de indutor chaveado para obtenção do elevado ganho. Neste capítulo também está contida toda a análise da topologia, desde os princípios de operação até resultados experimentais e discussões.

No Capítulo V mostra-se uma análise comparativa entre as topologias propostas e a comparação dela com outras já apresentadas na literatura, seguido pelo Capítulo VI que contém a conclusão geral do trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA – ESTADO DA ARTE

Neste capítulo apresenta-se uma revisão bibliográfica que tem por propósito a contextualização sobre o estado da arte dos conversores CC-CC bidirecionais; acerca das técnicas utilizadas nestes, quando em versões não isoladas para obtenção de uma taxa de conversão mais elevada; e além disso, mostram-se também algumas topologias já apresentadas para a academia com um comparativo entre elas.

Neste sentido, apresentam-se alguns conversores CC-CC básicos não isolados, buscando subsídios para o estudo das topologias posteriormente propostas por esse trabalho.

2.1 INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CC podem ser considerados o equivalente CC de um transformador CA com determinada relação de espiras, a qual continuamente pode ser variável, por meio da alteração da razão cíclica, ou seja, do seu ganho estático (RASHID, 2014). Esses conversores podem ser tanto unidirecionais quanto bidirecionais, dependendo se a corrente flui nos dois sentidos ou não; podem ser isolados ou não isolados e, ainda, podem apresentar outras características de acordo com a topologia em questão.

Os conversores CC-CC clássicos como Boost, Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e Zeta, por exemplo, os quais operam ou podem operar como elevadores de tensão, apresentam limitação no seu ganho estático. Na prática, o ganho estático máximo, ou seja, a relação da tensão de saída pela tensão de entrada do conversor é inferior a cinco vezes, dependendo de parâmetros intrínsecos dos componentes, principalmente as resistências dos indutores e semicondutores (ERICKSON, 1993).

Para se obter um ganho estático superior diversas maneiras que vêm sendo propostas. Pode-se, por exemplo, inserir alguma técnica para obtenção de um ganho estático superior (algumas destas serão discutidas posteriormente), propor alterações de topologias ou, ainda, trabalhar com relação de transformação das topologias isoladas como a do conversor Flyback, Forward, entre tantos outros. Neste contexto, consegue-se vasta flexibilidade de requisitos para escolha da topologia.

Tendo como base os conversores CC-CC bidirecionais, não isolados e que possuem um ganho estático superior a cinco, ponto central deste trabalho, apresentam-se neste capítulo alguns conversores já propostos pela academia. Serão mostradas as principais características de cada topologia, juntamente com suas vantagens e desvantagens, e uma breve comparação entre elas.

Para a escolha das topologias que aqui estão apresentadas, leva-se em consideração as que apresentam, no máximo, quatro interruptores. Com isso, tem-se conversores que não possuem um número elevado de semicondutores de potência no caminho da corrente e, conseqüentemente, tem menores perdas por condução e podem apresentar um circuito de comando mais simples. Portanto, são conversores destinados a aplicações de baixo custo.

Destaca-se que todas as topologias aqui analisadas são não-isoladas. Caso contrário, ao se tratar de conversores isolados, esse ganho pode ser superior a vinte vezes levando em consideração o ajuste na relação de espiras do transformador (RAZZAGHZADEH e SALIMI, 2015), ou ainda, se o conversor utilizar a técnica de indutores acoplados, por exemplo.

Apenas para contextualização de termos, trata-se nesse trabalho como “de elevada taxa de conversão estática”, ou ainda, “de elevado ganho estático”, as topologias e ou conversores que possuem um ganho de tensão maior que cinco vezes entre a entrada e a saída sem a operação com razão cíclica elevada – superior a 0,85.

2.2 CONVERSORES CC-CC CLÁSSICOS

Os conversores CC-CC são responsáveis por converter uma tensão contínua em outro nível, entre duas fontes. Estes são constituídos por semicondutores de potência, interruptores totalmente controlados e diodos, e elementos armazenadores de energia, capacitores e indutores, os quais são responsáveis por processar o fluxo de potência entre a fonte de entrada e a fonte de saída do conversor (BARBI, 2000) e (RASHID, 2014).

O número de topologias dos conversores CC-CC não isolados é muito grande. Entretanto, seis dessas são mais populares e amplamente difundidos na literatura, sendo os conversores Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, SEPIC e Zeta. Seus respectivos

ganhos estáticos para a operação no modo de condução contínua estão apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Ganho estático dos conversores CC-CC básicos não isolados.

Conversor	Ganho estático
Buck	D
Boost	$1/(1-D)$
Buck-Boost	$D/(1-D)$
Ćuk	$D/(1-D)$
SEPIC	$D/(1-D)$
Zeta	$D/(1-D)$

Fonte: Adaptado de (BARBI, 2000).

Da análise do ganho estático de cada conversor, pode-se concluir que o conversor Buck é apenas abaixador de tensão. Por outro lado, o conversor Boost é apenas elevador. Já os conversores Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e Zeta podem operar tanto como abaixadores quanto como elevadores de tensão, dependendo do valor definido para a razão cíclica D .

Ainda relacionado ao ganho estático (M) dos conversores, mostra-se na Figura 3 um gráfico com o ganho estático das estruturas clássicas, nominadas anteriormente, juntamente com o dos conversores SEPIC Modificado e Ćuk com indutor chaveado, os quais serão estudados neste trabalho. Os conversores baseados no SEPIC Modificado e Ćuk, como se pode observar, possuem ganho estático superior quando comparado aos conversores clássicos.

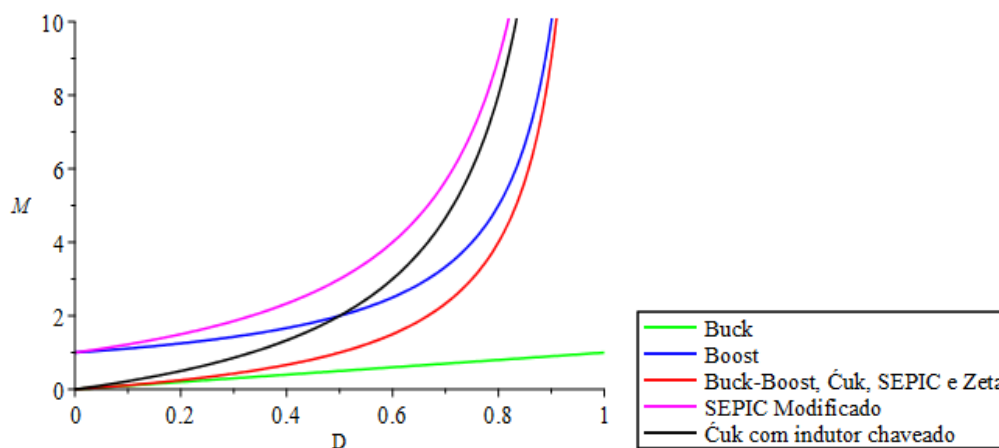
Conforme o próprio nome sugere, no caso da topologia SEPIC Modificado, e com a adição da técnica de indutor chaveado na topologia Ćuk, estes podem operar com uma razão cíclica inferior para alcançarem o mesmo ganho estático, quando comparado com as topologias clássicas.

Os conversores SEPIC Modificado e Ćuk com indutor chaveado podem chegar a um ganho de até dez vezes entre a entrada e a saída e, por esse motivo, são chamados de conversores com ganho estático superior ou, ainda, conversores de elevado ganho estático.

Todos os conversores clássicos mencionados acima que têm possibilidade de elevação de tensão apresentam um ganho estático não linear – exceto o buck – assim como as topologias SEPIC Modificado e Ćuk com indutor chaveado implementadas.

Além disso, os conversores clássicos podem ter sua operação bidirecional conforme apresentado no item 2.2.1.

Figura 3 – Ganho estático dos conversores CC-CC clássicos, SEPIC Modificado e Ćuk com indutor chaveado.



Fonte: Autoria Própria.

2.2.1 Operação Bidirecional

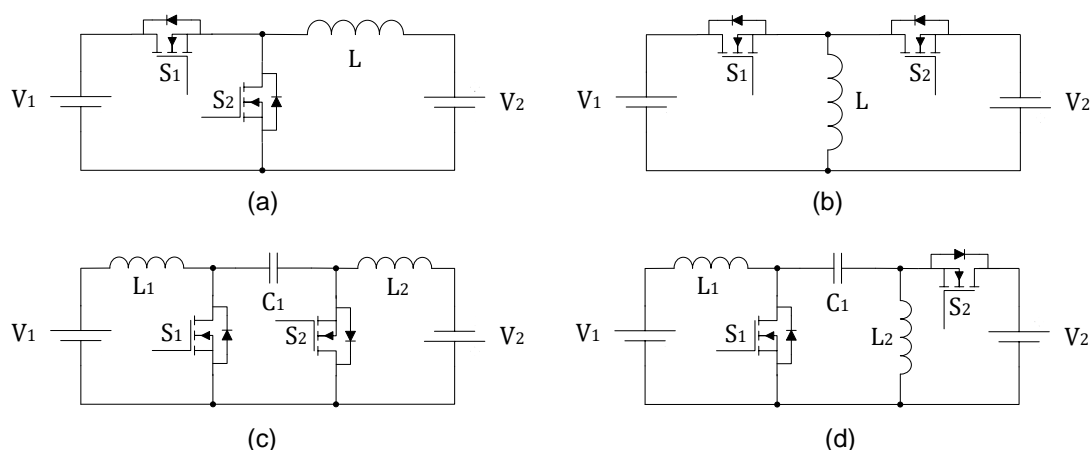
Na engenharia elétrica há importantes aplicações nas quais se deseja controlar o fluxo de energia da fonte de alimentação para a carga e vice-versa (BARBI e MARTINS, 2000). Quando se trata de fontes de alimentação em corrente contínua, conversores CC-CC reversíveis podem ser utilizados para propiciar esta operação.

Para os conversores clássicos não isolados, pode-se realizar a substituição do diodo do conversor por um interruptor totalmente controlado, permitindo a operação bidirecional. Dos seis conversores clássicos mencionados anteriormente, já realizada a substituição do diodo pelo interruptor que possibilita a operação com a corrente fluindo nos dois sentidos, chega-se a quatro conversores que estão apresentados na Figura 4. Os interruptores denominados por S_1 referem-se aos interruptores principais de cada topologia enquanto os interruptores denominados por S_2 são provenientes da substituição dos diodos.

Conforme comentado anteriormente, a restrição no ganho estático desses conversores, tanto na topologia unidirecional quanto bidirecional, limita-se em aplicações nas quais se deseja um ganho estático inferior a cinco vezes, sendo que, na prática, a maioria das aplicações se utiliza conversores bidirecionais clássicos com ganho estático em torno de duas vezes para não comprometer o rendimento. Nesse

sentido, apresentam-se algumas técnicas no capítulo 2.3 que podem ser aplicadas a estes e a outros conversores para se obter um ganho estático superior.

Figura 4 – Conversores CC-CC clássicos com possibilidade de operação bidirecional. (a) buck/boost; (b) buck-boost; (c) Ćuk; (d) SEPIC/Zeta.



Fonte: Adaptado, parcialmente, de (PHAM *et al.*, 2012).

2.3 TÉCNICAS UTILIZADAS PARA OBTENÇÃO DE ELEVADO GANHO

Aplicada aos conversores CC-CC clássicos e a tantos outros, as técnicas para obtenção de um ganho estático superior vêm sendo amplamente discutidas pela academia. Utilizadas tanto para os conversores isolados quanto para os conversores não isolados, existem diversas aplicações nas topologias que processam potências que variam de mW até kW.

Há diversas maneiras de se obter um ganho estático elevado. Pode-se incluir células de capacitor ou indutor chaveado ou células multiplicadoras de tensão, por exemplo. Pode-se ainda, propor conversores multi-níveis ou multi-estágios ou escolher topologias isoladas, as quais utilizam um transformador e se beneficiam do ajuste da relação de espiras do mesmo. Também, o acoplamento de indutores, pode ser uma alternativa para as topologias não isoladas.

Essas e outras diversas maneiras como: topologias que operam em paralelo com a entrada e a saída em série, topologias modificadas, conversores ressonantes, em ponte, de dois estágios, três níveis, em cascata, entre outros, são encontrados, discutidos e classificados na literatura. (FOROUZESH *et al.*, 2017), (PAULA *et al.*, 2015), (LI, 2011) e (LUTHJE *et al.*, 2017).

Vale destacar que há enorme discussão acerca das técnicas para se obter elevado ganho e, além do mais, um número grande de topologias já propostas para a operação unidirecional. Porém, por outro lado, não se tem muitas topologias propostas quando se trata de conversores bidirecionais com alta taxa de conversão.

A aplicação de uma das técnicas que propiciam a característica de ganho estático superior em um conversor bidirecional, de maneira geral, pode não ser trivial. Há possibilidade de se encontrar problemas de comutação, na operação da topologia e restrição da tecnologia dos semicondutores a serem aplicados, por exemplo. Além disso, dependendo da topologia, um número elevado de interruptores se faz necessário o que inviabiliza ou dificulta a aplicação prática.

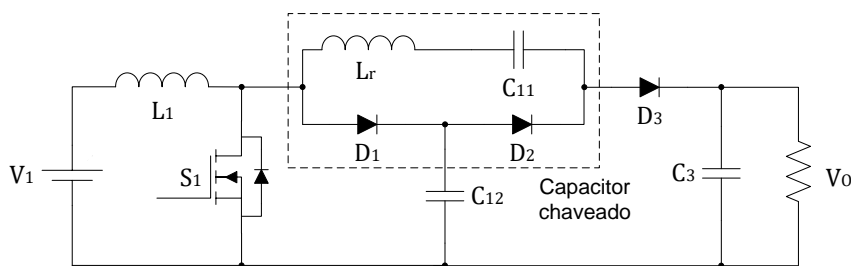
Nesse sentido, apresenta-se nos itens a seguir, uma explanação sobre algumas técnicas que podem ser aplicadas aos conversores para a obtenção de um ganho estático superior.

2.3.1 Capacitor Chaveado

Uma técnica bem conhecida para obtenção de elevado ganho são os capacitores chaveados. Como o próprio nome sugere, essa técnica consiste na comutação de capacitores para que, quando aplicada em algum conversor, propicie um ganho superior de tensão. É importante destacar que o acréscimo de tensão obtido por meio dessa técnica vem única e exclusivamente da transferência de energia entre capacitores, não envolvendo circuitos magnéticos (PALUMBRO, 2010). Um exemplo desta técnica foi proposto por Prudente *et al.* (2008) – contém um pequeno indutor apenas para obter comutação suave ZCS – e pode ser observada na Figura 5.

Conforme descrito por Forouzesh *et al.* (2017), existem diversas maneiras de se configurar os capacitores para aplicação dessa técnica. Estes podem estar conectados com tipos denominados: transferência de carga básica, capacitor chaveado básico, dobrador, série-paralelo, entre outros. Um exemplo de aplicação de capacitores chaveados pode ser observado na topologia proposta por Prudente *et al.* (2003) que se propõe a utilização de uma célula de capacitor chaveado básico, o qual também pode ser denominado como capacitor chaveado passivo.

Figura 5 – Exemplo da técnica de capacitor chaveado proposto por Prudente L. L. Pfitscher R. Gules (2003).



Fonte: Adaptado de Prudente L. L. Pfitscher R. Gules (2003).

Cada maneira de se configurar os capacitores apresenta um referido ganho de tensão. Algumas com número menor de interruptores empregados do que outras. Vale destacar que, por ser uma estrutura modular, o número de interruptores pode ser elevado quando se deseja um ganho maior e a escolha do número de módulos deve ser analisada de acordo com a necessidade da aplicação (KHAN *et al.*, 2009).

Outro ponto que também precisa ser considerado é que, devido a comutação dissipativa, a cada instante que se conecta capacitores em paralelo que possuem um nível de tensão diferente, se for o caso da topologia em questão, elevados picos de correntes são observados, as quais poderão contribuir para o decréscimo no rendimento global da topologia.

Além disso, outra desvantagem em que as topologias de elevado ganho que são baseadas na técnica de capacitores chaveados têm, é um número elevado de elementos armazenadores de energia. Isso contribui para o acréscimo do peso, do volume e um número grande de semicondutores de potência no caminho da corrente do conversor é observado. Isso propicia queda na tensão de saída do conversor e contribui significativamente na redução do rendimento da estrutura como um todo (KWON *et al.*, 2014).

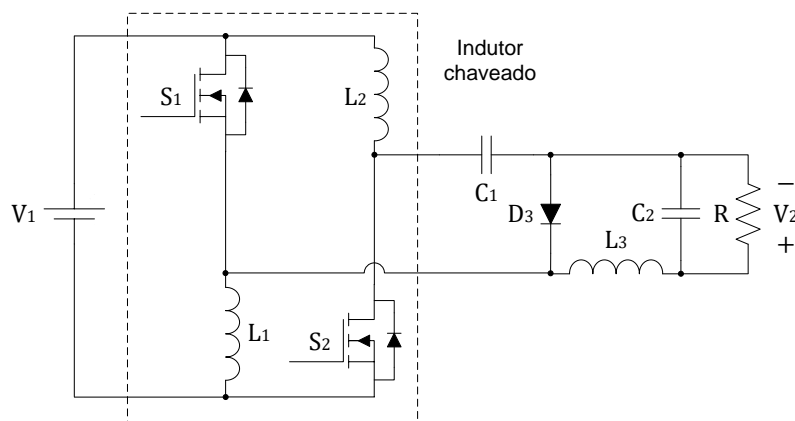
2.3.2 Indutor Chaveado

A técnica denominada pelo nome de indutor chaveado, assim como a técnica anteriormente explanada, consiste na comutação de elementos armazenadores de energia. Baseada em indutores, como o próprio nome sugere, juntamente com a utilização de diodos e ou interruptores – em algumas de suas formas ou ainda com a inclusão de capacitores, dependendo da composição da célula – é utilizada para

obtenção do elevado ganho. Após a definição da célula, realiza-se a substituição do indutor de entrada pela mesma, a qual, de modo geral, tem sua entrada como fonte de corrente (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Para obtenção de um ganho estático superior, essa técnica consiste em carregar indutores em paralelo, os quais possuem o mesmo valor de indutância, no tempo em que o interruptor principal da topologia estiver em condução e descarregá-los em série, quando o interruptor principal estiver bloqueado (YANG *et al.*, 2009). Um exemplo desta técnica foi proposto por De Moraes *et al.*, (2019) e pode ser observada na Figura 6.

Figura 6 – Exemplo da técnica de indutor chaveado proposto por De Moraes et al. (2019).



Fonte: Adaptado de (De Moraes et al., 2019).

Uma grande desvantagem dos conversores de elevado ganho que utilizam essa técnica, assim como a técnica de capacitores chaveados, são as perdas nos interruptores devido a comutação puramente dissipativa. Ademais, o número de componentes magnéticos nesses conversores é elevado, limitando a aplicação desses conversores em potências mais elevadas (LI, 2011).

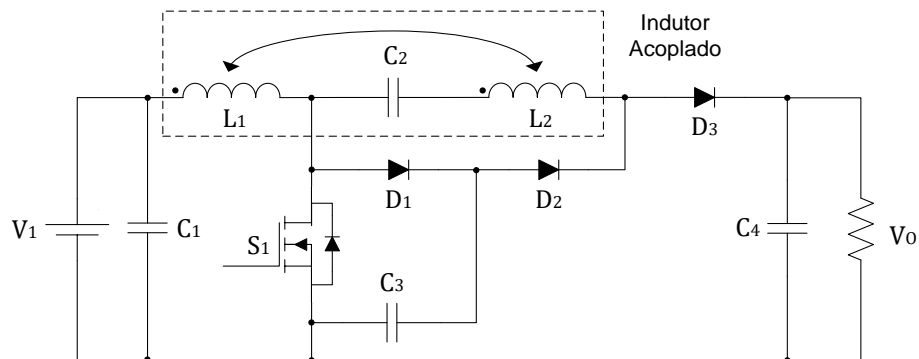
Por outro lado, de acordo com Yang *et al.* (2009), pode-se ter topologias que utilizam essa técnica e mesmo assim tem um número reduzido de semicondutores de potência no caminho da corrente, contribuindo com o acréscimo no rendimento. Além disso, esses conversores podem apresentar esforços de tensão e corrente reduzidos, quando comparados com uma topologia que tenha as mesmas especificações de projeto. Porém, por outro lado, sobretensões nos interruptores podem ser observadas quando se utilizam indutores com indutância diferentes.

2.3.3 Acoplamento Magnético

Outra técnica que pode ser utilizada para se obter elevado ganho estático em um conversor é denominada de acoplamento magnético. Essa técnica é bastante popular e é proposta para ser aplicada tanto nos conversores CC-CC isolados quanto nos conversores CC-CC não isolados.

Nos conversores isolados, aplica-se essa técnica utilizando um transformador que realiza a isolação elétrica entre o lado primário e o secundário. Nesses conversores, a escolha do número de espiras de cada enrolamento, juntamente com a flexibilidade da razão cíclica, permite um certo grau de liberdade para o projeto. Por outro lado, as topologias não isoladas consistem na utilização de indutores acoplados, os quais oferecem o ajuste na relação das espiras, ou seja, no ganho estático, porém há ligação elétrica entre as extremidades do conversor (FOROUZESH *et al.*, 2017). Um exemplo desta técnica foi proposto por Wai; Duan (2005) e pode ser observada na Figura 7.

Figura 7 – Exemplo da técnica de indutor acoplado proposto por Wai; Duan (2005).



Fonte: Adaptado de (Wai; Duan, 2005).

Com o acoplamento magnético é possível obter um ganho de tensão elevado na saída, apenas ajustando a relação de espiras e a razão cíclica conforme desejável; e, ainda, reduz os esforços de tensão sobre o interruptor (FOROUZESH *et al.*, 2017). Porém, por outro lado, o acoplamento magnético, de modo geral, traz problemas relacionados à indutância de dispersão, a qual na maioria das vezes não é trivial de se tratar (YAU *et al.*, 2015).

Para tratar a energia de dispersão que causa elevados picos de tensão sobre os semicondutores de potência, deve-se adotar, frequentemente, um circuito de grampeamento. Esse circuito pode ser, por exemplo, um grampeador do tipo RCD

dissipativo, ou um circuito passivo ou ativo, os quais são intitulados de *snubber*. Papanikolaou e Tatakis (2004), apresentam em seu artigo algumas variações de *snubber* que podem ser utilizados em conversores que utilizam dessa técnica.

De acordo com Lai (2016), quando comparados com estruturas isoladas, as estruturas não isoladas que utilizam a técnica dos indutores acoplados têm uma estrutura mais simples e apresentam menor perda de condução nos semicondutores de potência.

Ademais, todas as topologias que fazem o uso dessa técnica não são indicadas para processar elevada potência. Isso se dá devido a elevada capacidade que se é exigida do núcleo magnético para transferência de energia. Outro ponto que também merece atenção é a elevada ondulação na corrente de entrada, a qual é ocasionada pela operação do indutor acoplado (KWON *et al.*, 2014).

2.3.4 Multiplicador de Tensão

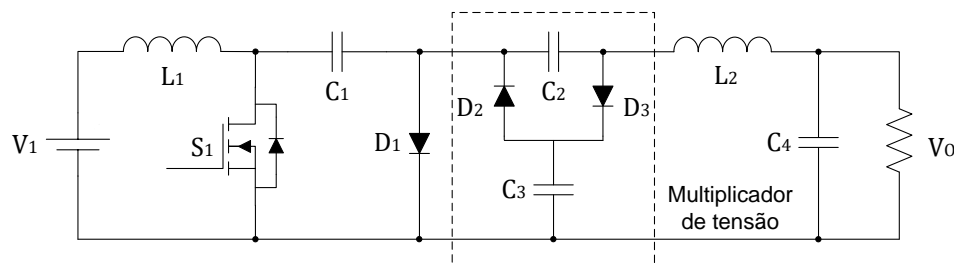
Assim como as demais técnicas explanadas anteriormente, uma solução para obtenção de um ganho estático superior, pode ser a utilização dos circuitos denominados como multiplicadores de tensão. Constituído basicamente por capacitores e diodos, podendo ser arrançados de inúmeras maneiras, esses circuitos são eficientes, de baixo custo e tipicamente simples (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Quando aplicado aos conversores CC-CC não isolados, os circuitos multiplicadores de tensão são inseridos no meio da topologia, ficando normalmente após o interruptor principal. Estes propiciam o acréscimo no ganho estático e oportunizam a redução da tensão em que o interruptor principal da topologia encontra-se submetido. Além disso, são modulares e ainda podem fornecer elevada taxa de conversão estática dependendo do número de células utilizadas (MAK *et al.*, 1995). Um exemplo de aplicação dessa técnica é proposto por De Souza *et al.*, (2015) e a topologia está apresentada na Figura 8.

Outras aplicações para esses circuitos podem ser observadas em Andrade (2018), na qual apresenta-se uma série de possibilidades de aplicações dessas células em conversores CC-CC isolados. Empregadas após o transformador da topologia, pode-se observar células dobradoras e triplicadoras de tensão. Além

dessas, mostra-se também um modelo de célula para aplicação na saída de um retificador em ponte completa e outra denominada *Cockcroft-Walton*.

Figura 8 – Exemplo da técnica multiplicador de tensão proposto por De Souza *et al.* (2015).



Fonte: Adaptado de (De Souza *et al.*, 2015).

A inserção de uma célula multiplicadora de tensão em um conversor, sendo esta composta por diodos e capacitores, torna-se relativamente simples, conforme anteriormente explanado. De modo geral, não há ruído inserido e, além disso, um nível baixo de interferência magnética é irradiado (ISMAIL *et al.*, 2008).

Por outro lado, a inclusão de um pequeno indutor na célula multiplicadora de tensão propicia uma comutação com corrente igual a zero na entrada em condução do interruptor principal e dos diodos da célula. A entrada em condução com corrente igual a zero nos semicondutores reduz as perdas por comutação e, conseqüentemente, aumenta o rendimento do circuito como um todo (Gules *et al.*, 2003).

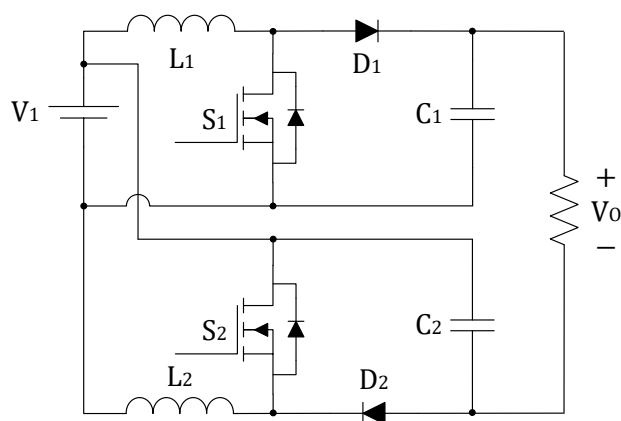
Outra aplicação dos circuitos multiplicadores de tensão é na saída dos conversores com indutores acoplados ou transformadores, operando na retificação de uma tensão alternada ou ainda em uma tensão contínua pulsada. O circuito permite realizar a retificação no mesmo instante em que propicia o acréscimo de ganho de tensão (FOROUZESH *et al.*, 2017).

2.3.5 Associação de Conversores

Outra maneira que pode ser utilizada para se obter um ganho estático superior em uma topologia é por meio da associação de dois ou mais conversores. Normalmente, utilizam-se topologias clássicas, as quais têm suas entradas conectadas em paralelo e suas saídas conectadas em série. Dessa maneira é possível somar o ganho estático de cada topologia, obtendo um ganho estático global superior.

Embora não seja uma técnica de elevado ganho, propriamente dita, esta pode ser uma alternativa para diversas topologias que pretendem se beneficiar de tal característica. Zhu *et al.* (2016) propõe um conversor, o qual é baseado na associação de versões dos conversores SEPIC e Ćuk. O autor destaca que a topologia proposta se beneficia por possuir terra comum entre as duas fontes, o que traz alguns benefícios e aumenta o número de aplicação. Um exemplo desta técnica foi proposta por Coutellier (2008) e está mostrada na Figura 9, sendo a associação de dois conversores *boost's*.

Figura 9 – Exemplo da técnica associação de conversores proposto por Coutellier (2008).



Fonte: Adaptado de (Coutellier, 2008).

Além disso, as topologias que são baseadas na associação de conversores, normalmente, são mais simples e compactas, possuindo métodos de controle direto e uma faixa de ajuste maior do ganho estático, apresentando também redução das perdas (ZHU *et al.*, 2016) e (BELLA *et al.*, 2016).

Outra possibilidade dessas topologias é a aplicação nos conversores com uma única entrada e múltiplas saídas, sendo que, na maioria das vezes, há um único interruptor empregado na estrutura, facilitando o comando do mesmo e dispensando estratégias de comando complementar. Algumas topologias de conversores com essas características são apresentadas por (BELLA *et al.*, 2016). No caso de se desejar obter elevado ganho, conforme anteriormente comentado, as saídas podem ser conectadas em série.

2.4 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS DE ELEVADO GANHO NÃO ISOLADOS

Ao se tratar de conversores CC-CC bidirecionais de elevado ganho, não isolados, conforme anteriormente comentado, não se tem grande número de topologia propostas. A restrição fica ainda maior quando se buscam conversores que utilizem um número de interruptores reduzido (no caso aqui considerado ≤ 4). À vista disso, apresentam-se algumas topologias recentes publicadas na literatura.

2.4.1 Conversor I – Proposto por Fardoun *et al.* (2011)

A topologia bidirecional apresentada por Fardoun *et al.*, (2011), baseia-se no conversor SEPIC e utiliza uma célula multiplicadora de tensão para obtenção do elevado ganho estático. De acordo com o autor, a topologia apresenta uma estrutura simples, tem reduzida interferência eletromagnética e são reduzidos os esforços de tensão sobre os interruptores.

De maneira geral, comenta-se que a topologia possui característica de fonte de corrente na entrada e na saída, apresenta uma ampla faixa de operação, tanto de elevação quando de redução da sua característica estática sem precisar operar com uma razão cíclica próxima a unidade ou a zero, respectivamente e, além disso, o circuito de comando dos interruptores é simples.

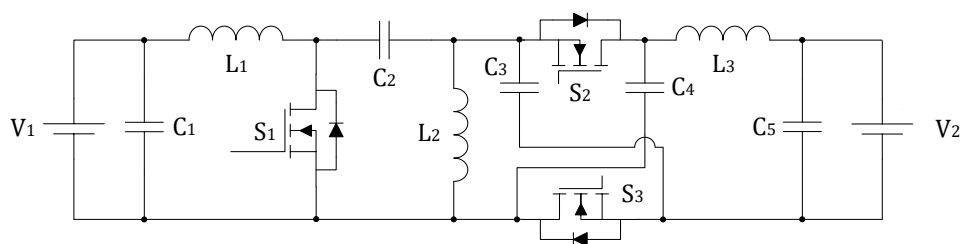
Além das características acima comentadas, o autor ainda destaca sobre a possibilidade de isolamento galvânica, bem como a utilização dos dois indutores em um único núcleo, o que levaria a um conversor com menor peso e volume. Menciona-se também que a topologia pode operar com um único pulso de comando nos interruptores, tornando um circuito de comando simples se comparado a outras topologias bidirecionais.

O conversor proposto está apresentado na Figura 10, possui um total de três interruptores ativos, sendo que suas principais aplicações são para o processamento de energia proveniente de sistemas alternativos de energia, *microgrids* ou veículos elétricos, por exemplo.

Vale ressaltar que, pela topologia apresentar baixa ondulação de corrente na entrada e na saída, juntamente com a possibilidade de elevado ganho estático, tem-se diversas vantagens inerentes ao sistema de armazenamento de energia em que esta

estiver conectada. Dentre todas essas vantagens, destaca-se o aumento da vida útil do banco de baterias, contribuindo assim para a redução de custos de operação e ou manutenção do mesmo.

Figura 10 – Topologia proposta por Fardoun *et al.* (2011).

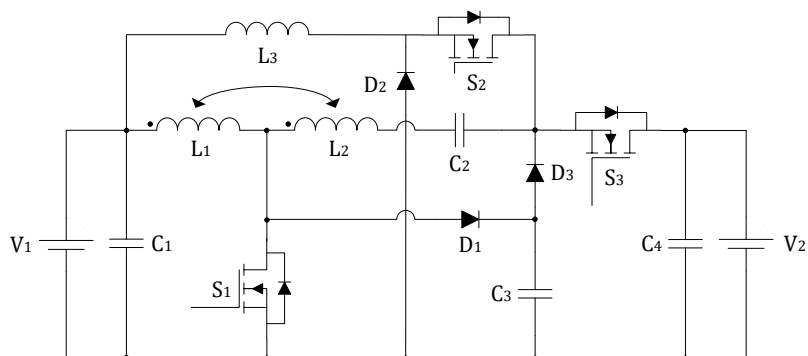


Fonte: Adaptado de (FARDOUN *et al.*, 2011).

2.4.2 Conversor II – Proposto por Wai (2012)

Wai (2012), propôs o conversor que está apresentado na Figura 11. A topologia em questão utiliza apenas três interruptores totalmente controlados, sendo capaz de oferecer a operação bidirecional com elevado ganho por meio da utilização de indutores acoplados.

Figura 11 – Topologia proposta por Wai (2012).



Fonte: Adaptado de (WAI, 2012).

Algumas vantagens da topologia, de acordo com os autores, são a operação com comutação suave e a utilização de um circuito grampeador de tensão sobre o interruptor S_1 . Este circuito permite que esse interruptor fique submetido a menores valores de tensão entre dreno e *source*, o que leva a escolha de um interruptor de menor tensão que contribui para a redução das perdas de condução e de comutação.

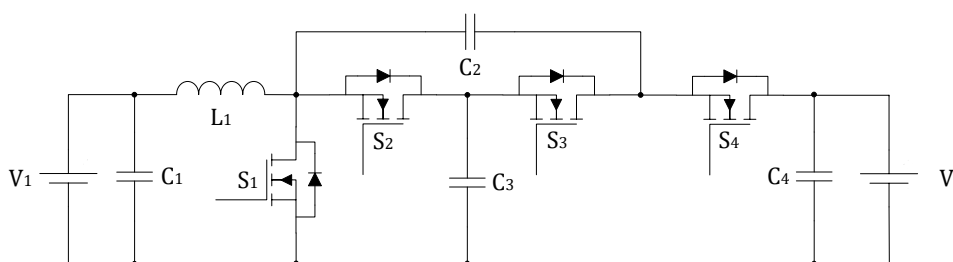
Ainda como vantagens, o projeto do indutor acoplado do conversor leva a um enrolamento primário com poucas espiras, contribuindo para a redução das perdas no cobre, do volume e do custo. Destaca-se também que a energia de dispersão do indutor acoplado e a corrente de recuperação reversa dos diodos, presentes nos conversores convencionais, pode ser solucionado, permitindo uma conversão de energia com elevado rendimento.

2.4.3 Conversor III – Proposto por Zhang *et al.*, (2018)

A topologia proposta por Zhang *et al.* (2018) trata-se de um conversor bidirecional que possui a característica de elevado ganho por meio da utilização da técnica de capacitores chaveados. Os autores destacam que a topologia é proposta para ser aplicada em veículos elétricos que possuam sistemas híbridos de energia, e está mostrada na Figura 12.

Os pontos fortes da topologia que foram destacados pelos autores estão relacionados a simplicidade do circuito de potência, o qual conta com um número reduzido de componentes elétricos, esforços reduzidos de tensão sobre todos os semicondutores, terra comum entre as duas fontes, além do elevado ganho estático. A topologia proposta utiliza quatro interruptores totalmente controlados. Além disso, a comutação suave ZVS é obtida sem a necessidade de um circuito extra e o rendimento do conversor é incrementado.

Figura 12 – Topologia proposta por Zhang *et al.*, (2018).



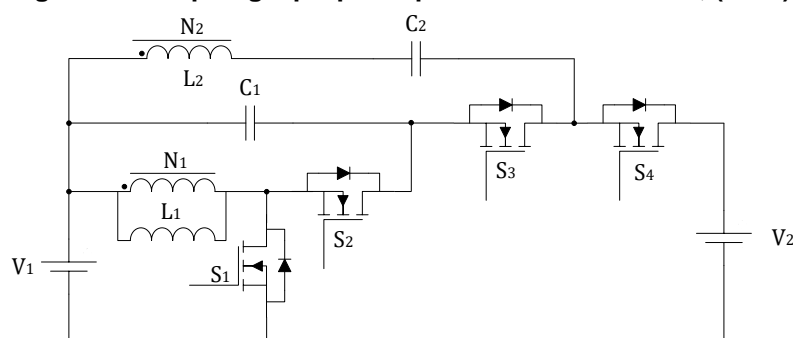
Fonte: Adaptado de (ZHANG *et al.*, 2018).

O protótipo ensaiado pelos autores processa uma potência nominal de 300 W com um ganho estático máximo de 7,5 vezes e o rendimento para os dois modos são equivalentes.

2.4.4 Conversor IV – Proposto por Shreelakshmi *et al*, (2019)

O quarto conversor escolhido para ser apresentado trata-se da topologia proposta Shreelakshmi *et al*, (2019), a qual está mostrada na Figura 13. O conversor bidirecional proposto possui a característica de elevado ganho por meio da utilização da técnica de acoplamento magnético. Os autores destacam que a topologia é proposta para ser aplicada em soluções que se necessite o armazenamento de energia.

Figura 13 – Topologia proposta por Shreelakshmi *et al*, (2019).



Fonte: Adaptado de (SHREELAKSHMI *et al.*, 2019).

Os autores destacam que a topologia é capaz de obter comutação suave durante a entrada em condução de todos os interruptores, o que permite a operação em frequências mais elevadas. Essa característica aliada ao fato de haver apenas uma célula de indutor acoplado permite que a estrutura tenha um número reduzido de componentes.

Capacitores são incluídos no circuito com o propósito de recuperar a energia da indutância de dispersão e os resultados práticos mostrados são referentes a topologia processando uma potência nominal de 300 W com um ganho estático máximo de 10 vezes. O rendimento obtido está na faixa dos 94% para os dois modos de operação e são bem próximos a partir da metade da potência nominal.

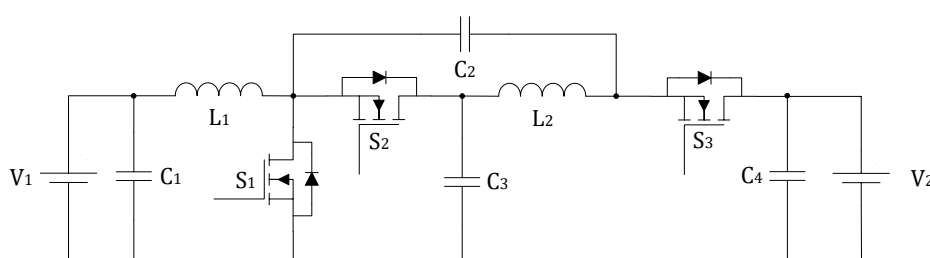
2.4.5 Conversor V – Proposto por Zhang *et al*, (2018)

A proposta de Zhang *et al*, (2018) está apresentada na Figura 14 e refere-se a um conversor que possui terra comum entre as duas fontes, baseando-se em um conversor *Quasi-Z-Source* de dois níveis para obtenção do elevado ganho estático.

Os autores destacam que a topologia é proposta para ser aplicada em veículos elétricos que possuam sistemas híbridos de energia.

Ainda de acordo com os autores, a topologia é capaz de obter uma grande faixa de ajuste de ganho estático, ter os esforços de tensão sobre os interruptores reduzidos e também um número pequeno de componentes elétricos, o que leva a uma estrutura simples. Os resultados práticos mostrados são referentes a topologia processando uma potência nominal de 300 W com um ganho estático entre o lado de baixa tensão e o de alta de 6 vezes.

Figura 14 – Topologia proposta por Zhang *et al*, (2018).



Fonte: Adaptado de (ZHANG *et al.*, 2018).

2.5 CONCLUSÃO

Apresentou-se neste capítulo uma contextualização sobre a operação bidirecional dos conversores clássicos e uma comparação entre seus ganhos estáticos. Além disso, discutiu-se sobre algumas técnicas que podem ser aplicadas a estes e outros conversores para alcançar um ganho estático superior, relatando as principais características de algumas topologias bidirecionais de elevado ganho propostas pela academia.

Ao se tratar das topologias clássicas, observou-se a limitação para se obter um ganho estático máximo igual a 5 vezes. Além do que, ao se discutir sobre as técnicas que podem ser aplicadas aos conversores não isolados para se obter um ganho estático superior, verificou-se um número grande de conversores unidirecionais já apresentados. Mas, por outro lado, percebeu-se um número mais restrito de topologias bidirecionais de elevado ganho. Dependendo da técnica que se deseja utilizar, o número de interruptores totalmente controlados pode ser elevado, dificultando a implementação, aumentando a complexidade e o custo do conversor.

Nesse sentido e pela crescente demanda das aplicações de topologias bidirecionais, o estudo desse grupo de conversores é de grande relevância. A proposta de alternativas para obtenção de uma comutação não dissipativa aos conversores, topologias modificadas e outras formas para se chegar a topologias com essas características precisam ser investigadas.

Com o propósito de complementar o estudo e comparar os conversores propostos com os conversores bidirecionais já apresentadas na literatura, está mostrado no capítulo 5 uma comparação mais detalhada dessas topologias.

Por fim, outros conversores que possuem as mesmas características das topologias analisadas e têm um número menor ou igual a quatro interruptores foram propostas por Ardi *et al*, (2016), Pham *et al*, (2012), Rathore, Patil, & Srinivasan (2016), Wu *et al*, (2016) e L. S. Yang & Liang (2012). Quando se trata de um número maior de interruptores, tem-se os conversores propostos por Jang, Choi, & Agelidis (2016), Lai *et al*, (2016), Mazza *et al*, (2015) e Pham *et al*, (2012).

Além disso, pode-se encontrar outras topologias tanto unidirecionais quanto bidirecionais nos artigos de revisão de Forouzesh *et al*, (2017), Li & He (2011), Lüthje *et al*, (2017) e de Paula *et al*, (2015). Estes também explanam sobre as aplicações e integração das técnicas de elevado ganho aos conversores.

3 CONVERSOR PROPOSTO I – SEPIC MODIFICADO BIDIRECIONAL

Apresenta-se, nesse capítulo, a primeira topologia proposta neste trabalho de um conversor CC-CC de elevado ganho. Esta topologia tem possibilidade de operação bidirecional e é baseada no conversor SEPIC. O estudo da topologia proposta está apresentado na sequência, o qual inicia pelo princípio de operação do conversor e é finalizado com os resultados experimentais obtidos em laboratório.

Apresentam-se as etapas de operação e as formas de ondas para os dois modos de operação – elevador e abaixador – juntamente com a análise matemática para o projeto da topologia. Além disso, são mostrados os resultados obtidos por meio da simulação numérica, os quais serão utilizados para a validação da análise teórica que também é mostrada.

Na sequência da apresentação do conversor, expõe-se sobre a proposta de um *snubber* passivo não dissipativo de corrente, o qual é aplicado à topologia. Descreve-se seu funcionamento, as etapas de operação do conversor com o *snubber* para os dois sentidos e, além disso, comenta-se sobre os benefícios que este traz ao funcionamento da estrutura. Por fim, expressam-se os comentários acerca dos resultados experimentais obtidos em laboratório.

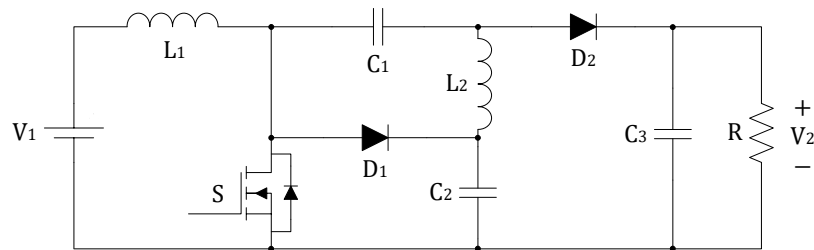
3.1 INTRODUÇÃO

A primeira topologia abordada neste trabalho trata-se de uma proposta de operação bidirecional para o conversor apresentado por De Melo *et al.* (2010). A topologia dos autores não utiliza uma técnica, propriamente dita, para atingir o elevado ganho estático, mas sim, conta com a inclusão de um diodo e um capacitor, arranjados na estrutura do conversor CC-CC SEPIC convencional, os quais propiciam tal característica. Nomeada de SEPIC modificado, os autores mostraram que a topologia se apresenta como uma boa opção de um conversor unidirecional de elevado ganho, a qual está apresentada na Figura 15.

O conversor SEPIC modificado traz algumas vantagens se comparado à topologia do conversor clássico proposto por Massey, R.; Snyder (1977). Dentre essas vantagens, pode-se destacar a obtenção de um ganho estático superior, entre a entrada e a saída, o qual é obtido por meio da inclusão de um capacitor C_2 e o diodo

D_1 . Estes, além de permitir o elevado ganho, contribuem, significativamente, para a redução dos esforços de tensão sobre os semicondutores de potência da topologia. Com isso, permite-se o emprego de semicondutores com tensão inferior, que permite a redução das perdas do conversor.

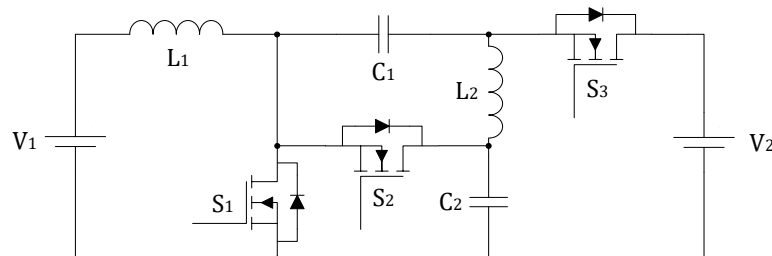
Figura 15 – Conversor CC-CC SEPIC modificado proposto por (De Melo *et al.*, 2010).



Fonte: Adaptado de (De Melo *et al.*, 2010).

Substituindo os diodos D_1 e D_2 da topologia proposta por De Melo *et al.* (2010), a qual está apresentada na Figura 15, por interruptores totalmente controlados, chega-se a primeira topologia que será estudada neste trabalho. Esta encontra-se representada na Figura 16 e tem a possibilidade de operação bidirecional.

Figura 16 – Primeira topologia proposta: conversor SEPIC Modificado bidirecional.



Fonte: Autoria Própria.

A topologia bidirecional proposta tem um número maior de interruptores e, conseqüentemente, demanda um circuito de comando mais complexo do que a topologia unidirecional. Porém, por outro lado, ao se comparar com os conversores CC-CC bidirecionais de elevado ganho mostrados e discutidos no capítulo II, o emprego de três interruptores totalmente controlados em conversores que têm essas características, demonstra ser um número reduzido para um conversor bidirecional com alta taxa de conversão. Além de que, a operação bidirecional de um conversor permite utilizá-lo em uma abrangência maior de aplicações. Destaca-se que as propriedades

do conversor unidirecional são mantidas e a partir deste ponto, apresenta-se o desenvolvimento do conversor bidirecional proposto.

3.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para a compreensão do princípio de funcionamento do conversor proposto e mostrado na Figura 16, deve-se levar em consideração que a análise, aqui apresentada, será idealizada, ou seja, considera-se que todos os componentes elétricos são ideais e que o conversor opera em regime permanente. Sabendo que os interruptores totalmente controlados têm dois estados (aberto ou fechado) e que para o correto funcionamento da topologia bidirecional deve-se aplicar o pulso complementar do interruptor S_1 aos interruptores S_2 e S_3 .

Para esta análise, o conversor opera no Modo de Condução Contínuo (MCC) e, conseqüentemente, terá duas etapas de operação. Porém, pela operação bidirecional, também deve-se considerar as etapas de operação em que a corrente flui no sentido contrário.

Adota-se, por convenção, que a tensão V_1 sempre será menor que a tensão V_2 . Logo, quando a corrente flui no sentido da fonte V_1 para a fonte V_2 o conversor opera como elevador de tensão. Caso contrário, se a corrente flui da fonte V_2 para a fonte V_1 , a operação será como abaixador de tensão. Com base nessa afirmação, apresentam-se as etapas de operação para os modos elevador e abaixador, na sequência.

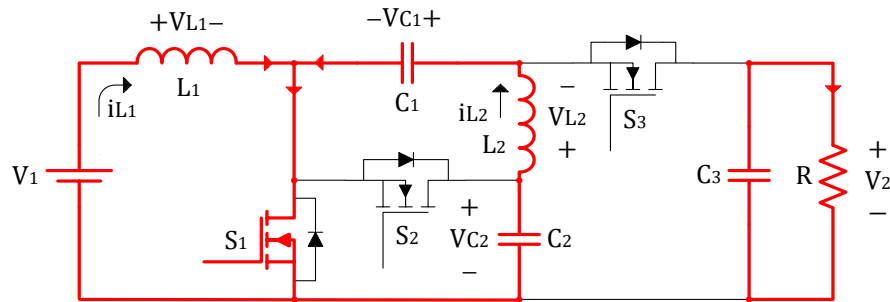
3.2.1 Primeira Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Elevador

A primeira etapa de operação tem seu início quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir e os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear. O tempo desta etapa de operação é definido como t_{on} e o circuito equivalente do conversor está representado na Figura 17.

Durante essa etapa, conforme anteriormente comentado, a corrente flui da fonte V_1 para a fonte V_2 – representada por uma carga – sendo que a fonte V_1 é

responsável pelo fornecimento da corrente para os indutores L_1 e L_2 , os quais se carregam. Já a fonte V_2 é representada pelo capacitor C_3 , o qual mantém a tensão na carga R .

Figura 17 – Primeira etapa de operação – SEPIC modificado – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Observa-se que o interruptor S_1 processa a soma da corrente dos indutores L_1 e L_2 , os quais estão submetidos à tensão V_1 e $V_{C2} - V_{C1}$, respectivamente. A tensão V_{C2} é maior do que a tensão V_{C1} .

Com relação à tensão sobre o interruptor S_2 , pode-se observar que o mesmo está submetido a tensão V_{C2} . Já com relação à tensão sobre o interruptor S_3 , nota-se que este está submetido à tensão $V_2 - V_{C1}$.

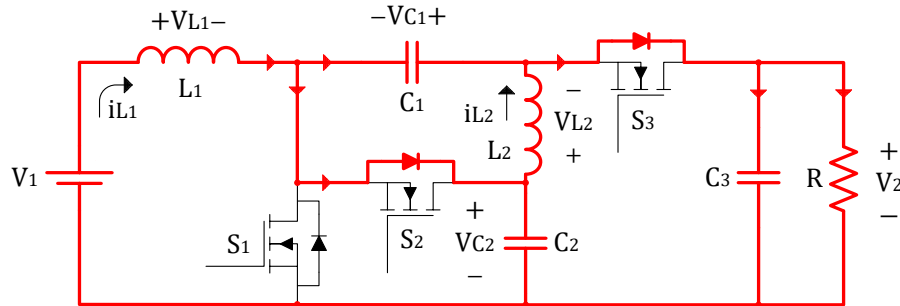
3.2.2 Segunda Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Elevador

A segunda etapa de operação no modo elevador tem seu início no instante que é retirado o pulso de comando do interruptor S_1 , comandando-o a bloquear, e, de modo consequente, aplica-se pulso de comando nos interruptores S_2 e S_3 , comandando-os a conduzir. Durante essa etapa a corrente sobre os interruptores S_2 e S_3 pode fluir tanto pelo canal do *MOSFET* quanto pelo diodo intrínseco do mesmo. O tempo desta etapa é definido como t_{off} e o circuito equivalente está representado na Figura 18.

Durante essa etapa, a energia armazenada no indutor L_1 é transferida para a carga R por meio do capacitor C_1 e do interruptor S_3 . Já a energia armazenada no

indutor L_2 também é transferida à carga R , porém por meio do interruptor S_3 . Pode-se observar que a tensão sobre o interruptor S_1 é igual a V_{C2} . O capacitor C_2 também recebe energia dos indutores L_1 e L_2 .

Figura 18 – Segunda etapa de operação – SEPIC modificado – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

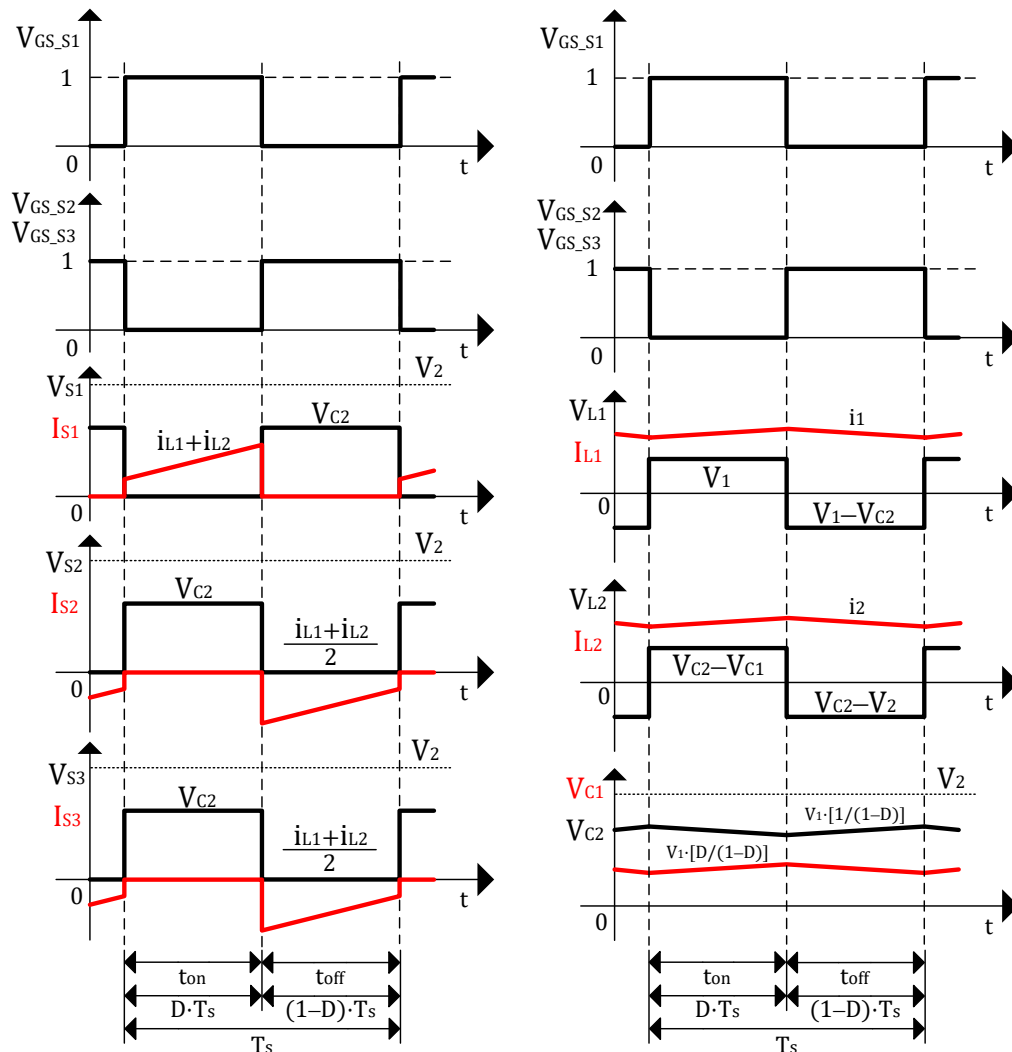
3.2.3 Formas de Ondas – SEPIC Modificado – Modo Elevador

As formas de ondas idealizadas do conversor, operando no modo elevador, estão apresentadas na Figura 19. Para correto funcionamento do conversor, os interruptores S_2 e S_3 são comandados com um pulso de comando complementar ao aplicado no interruptor S_1 .

Pode-se destacar que a tensão sobre os três interruptores é igual a V_{C2} , a qual é inferior à tensão de saída. Ao considerar a topologia clássica do conversor CC-CC SEPIC, a qual pode ser observada da Figura 4, tem-se que os esforços de tensão sobre os semicondutores de potência é igual a soma da tensão de entrada com a tensão de saída, resultando em uma tensão igual ao dobro da tensão V_{C2} , caso fosse mantido os mesmos parâmetros de projeto.

A tensão em que o capacitor V_{C1} fica submetido é inferior à tensão do capacitor V_{C2} conforme pode ser observado nas formas de ondas. As expressões que determinam essas tensões serão apresentadas na sequência. Ao se tratar das correntes dos indutores L_1 e L_2 , esses têm seus valores médios iguais a corrente de entrada e a corrente de saída, respectivamente.

Figura 19 – Formas de ondas idealizadas – SEPIC modificado – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Neste sentido de operação, ou seja, com a corrente fluindo da fonte V_1 para a fonte V_2 , os indutores são carregados durante a primeira etapa de operação e descarregados durante a segunda etapa. A ondulação de corrente, tendo em vista que é contínua em ambos pelo conversor operar no modo de condução contínuo, é pré-determinada no momento do projeto do conversor.

Outro ponto para se considerar é que a topologia tem seu lado de baixa tensão, V_1 , representada por uma fonte de corrente. Por outro lado, ao considerar o lado de tensão mais elevada, V_2 , este é representado por uma fonte de tensão. Essas características são iguais a do conversor SEPIC convencional e, para a topologia

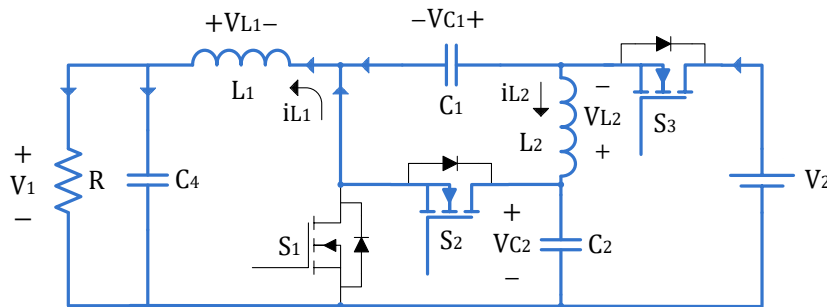
proposta, fica evidente por meio da análise das formas de ondas da corrente do indutor L_1 e da corrente do interruptor S_3 , nesta ordem, esta característica.

3.2.4 Primeira Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Abaixador

De forma análoga, porém com o sentido contrário da corrente, apresentam-se as etapas de operação da topologia para o modo abaixador. A primeira etapa de operação deste modo tem seu início quando os interruptores S_2 e S_3 são comandados a conduzir e, ao mesmo instante, o interruptor S_1 é comandado a bloquear. O circuito equivalente desta etapa de operação está ilustrado na Figura 20 e é igual ao circuito apresentado na segunda etapa de operação para o modo elevador, mostrado na Figura 18, tendo em vista, apenas, que as correntes fluem no sentido oposto.

O tempo desta etapa é definido como t_{on} e, ao tratar dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes da estrutura, estes são iguais ao comentados na descrição da operação como elevador.

Figura 20 – Primeira etapa de operação – SEPIC modificado – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

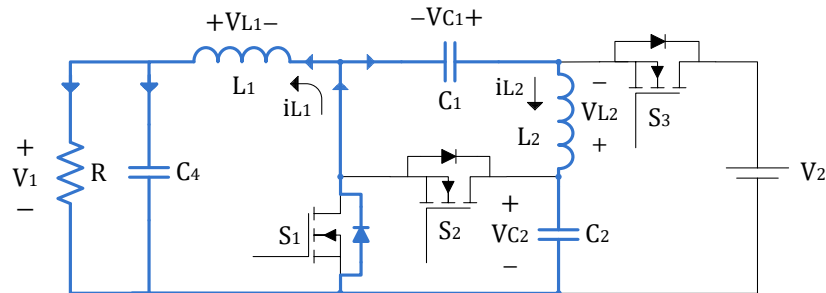
3.2.5 Segunda Etapa de Operação – SEPIC Modificado – Modo Abaixador

A segunda etapa para o modo abaixador é representada pelo momento em que os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear e o interruptor S_1 entra em condução. O tempo de duração dessa etapa de operação é definido como t_{off} e o circuito equivalente está apresentado na Figura 21.

Para representar as etapas de operação deste modo, substitui-se a fonte V_1 pelo capacitor C_4 em paralelo com a carga R . Na prática, a fonte de tensão V_1 pode ser representada por um banco de baterias, um banco de capacitores ou, ainda, uma fonte de tensão bidirecional, por exemplo.

Conforme pode ser observado na Figura 21, não há alteração no circuito equivalente desta etapa se comparado com a primeira etapa de operação do conversor operando no modo elevador, Figura 17, com exceção ao sentido da corrente, caracterizando a operação bidirecional do conversor.

Figura 21 – Segunda etapa de operação – SEPIC modificado – modo abaixador.



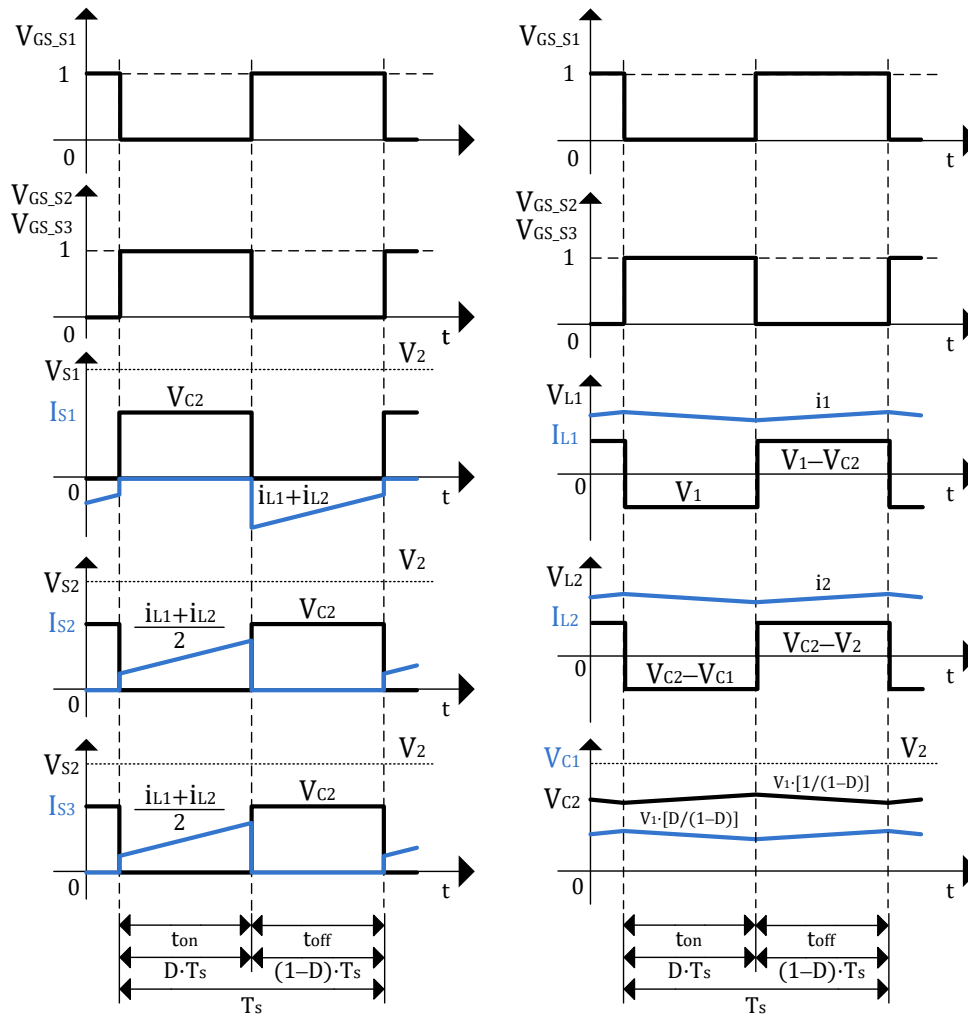
Fonte: Autoria Própria.

Com relação aos esforços de tensão e corrente sobre os interruptores e demais componentes da topologia, não se tem alteração quando comparado com a operação no modo elevador, se respeitado o mesmo ponto de operação.

3.2.6 Formas de Ondas – SEPIC Modificado – Modo Abaixador

As formas de ondas idealizadas da operação do conversor no modo abaixador estão mostradas na Figura 22. Estas são equivalentes as formas de ondas quando operando no modo elevador, as quais estão apresentadas na Figura 19 e, novamente, o conversor é comandado com o pulso complementar ao aplicado no interruptor S_1 , nos interruptores S_2 e S_3 . A única alteração é que, para este modo, considera-se como primeira etapa de operação o instante em que se tem o comando para condução dos interruptores S_2 e S_3 .

Figura 22 – Formas de ondas idealizadas – SEPIC modificado – modo abaixador.



Fonte: Autoria própria.

Conforme anteriormente comentado, tem-se apenas alteração no sentido do fluxo das correntes, não trazendo mudanças nos valores médios, eficazes e de pico, tampouco na operação da estrutura.

Já com relação aos esforços de tensão sobre os semicondutores de potência e demais componentes do conversor, esses têm seus valores iguais aos mostrados no modo de operação como elevador. Com o intuito de representar a corrente fluindo no outro sentido, podem-se observar as formas de ondas do conversor para este modo de operação na Figura 22, como comentado.

3.3 ANÁLISE MATEMÁTICA

Definida as etapas de operação do conversor, apresenta-se nesse item a análise matemática. Na análise para o levantamento das equações de projeto do conversor, pode ser escolhido qualquer um dos modos de operação, elevador ou abaixado, sendo que ambos levariam à obtenção das equações de projeto. Opta-se pela análise do conversor operando no modo elevador.

3.3.1 Definição do Ganho Estático

O ganho estático de um conversor pode ser determinado pelo balanço de energia. Considerando que a tensão média sobre um indutor é igual a zero – quando este opera em regime permanente e sem considerar as perdas –, e tendo os valores de tensão com seus respectivos intervalos de tempos, os quais estão apresentados na Figura 19, tem-se (3.1). Esta expressão representa a tensão média sobre o indutor L_1 .

$$V_{L1méd} = V_1 \cdot t_{on} + (V_1 - V_{C2}) \cdot t_{off} = 0 \quad (3.1)$$

Ao observar (3.1), pode-se notar que esta é dependente da tensão de entrada V_1 e dos intervalos de tempos t_{on} e t_{off} , os quais são definidos por $D \cdot T_s$ – razão cíclica definida para o interruptor S_1 – e $(1-D) \cdot T_s$, respectivamente. Além desses termos, tem-se também a tensão V_{C2} , sendo único parâmetro da expressão ainda não definido.

Ao observar a topologia do conversor, apresentada na Figura 16, pode-se concluir que o valor médio da tensão sobre o capacitor C_2 é igual a tensão de saída em um conversor CC-CC *boost* clássico. Logo, V_{C2} é definido pela expressão de ganho estático do referido conversor e está apresentado em (3.2).

$$\frac{V_{C2}}{V_1} = \frac{1}{1-D} \quad (3.2)$$

Seguindo na obtenção das expressões do ganho estático, ao observar a segunda etapa de operação, tem-se (3.3) e (3.4), as quais representam a tensão V_2 e V_{C1} , respectivamente.

$$V_2 = V_{C1} + V_{C2} \quad (3.3)$$

$$V_{C1} = V_2 - V_{C2} \quad (3.4)$$

Do balanço de energia no indutor L_2 , chega-se em (3.5).

$$V_{L2méd} = (V_{C2} - V_{C1}) \cdot t_{on} + (V_{C2} - V_2) \cdot t_{off} = 0 \quad (3.5)$$

Por fim, utilizando (3.2) e (3.3) para substituição em (3.5), é possível obter o ganho estático do conversor proposto, o qual está apresentado em (3.6) e plotado na Figura 3.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1+D}{1-D} \quad (3.6)$$

Ainda, com a manipulação das expressões mencionadas nesse capítulo, pode-se obter (3.7) e (3.8), as quais representam, respectivamente, a tensão V_{C1} e V_{C2} .

$$V_{C1} = \frac{V_1 \cdot D}{1-D} \quad (3.7)$$

$$V_{C2} = \frac{V_1}{1-D} \quad (3.8)$$

3.3.2 Determinação das Indutâncias L_1 e L_2

Para a definição das equações de projetos dos indutores L_1 e L_2 , deve-se levar em consideração a expressão que define a tensão em um indutor no tempo. A partir dessa expressão, tomando como referência a tensão sobre os indutores na primeira etapa de operação, e sabendo que o indutor L_1 está submetido ao valor

médio da corrente de entrada e o indutor L_2 ao valor médio da corrente de saída, chega-se em (3.9) e (3.10), que definem os valores para projeto de L_1 e L_2 , respectivamente.

$$L_1 = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} \quad (3.9)$$

$$L_2 = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L2} \cdot f_s} \quad (3.10)$$

Sobre a corrente nos indutores L_1 e L_2 , estes tem seus valores médios definidos por (3.11) e (3.12), respectivamente. Sabe-se que o conversor opera em modo de condução contínuo e que os referidos indutores são projetados para filtro. Conseqüentemente, a ondulação de corrente nestes elementos armazenadores de energia é pequena e o valor eficaz de corrente se aproxima ao valor médio.

$$I_{L1méd} = I_1 \quad (3.11)$$

$$I_{L2méd} = I_2 \quad (3.12)$$

3.3.3 Determinação das Capacitâncias C_1 , C_2 e C_3

Para a definição das equações de projeto dos capacitores C_1 e C_2 , deve-se levar em consideração a variação de tensão sobre os mesmos. Sabe-se que esses capacitores estão submetidos a frequência da comutação do conversor e, de acordo com a primeira etapa de operação, a corrente que circula por ambos é a corrente do indutor L_2 . Logo, chega-se a (3.13), que define o valor para projeto de C_1 e C_2 .

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{L2} \cdot D}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} = \frac{I_{L2} \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} \quad (3.13)$$

Ao se tratar do capacitor C_3 , deve-se levar em consideração que este fornece a corrente para a carga durante a primeira etapa de operação, mantendo a ondulação de tensão definida no momento do projeto do conversor. Sendo assim, pode-se obter

o valor do capacitor em (3.14), sendo a mesma expressão do conversor *boost* clássico.

$$C_3 = \frac{I_2 \cdot D}{\Delta V_{C3} \cdot f_s} \quad (3.14)$$

3.3.4 Determinação dos Esforços de Tensão e Corrente sobre os Semicondutores de Potência

Os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores de potência da topologia, ou seja, nos três interruptores, podem ser obtidos por meio das formas de ondas apresentadas na Figura 19 que representam a operação do conversor no modo elevador. Conhecendo as expressões que são utilizadas para determinação do valor médio e do valor eficaz, amplamente difundidas na literatura e reescritas em (3.15) e (3.16), respectivamente, pode-se obter os valores médios e eficazes de corrente em que cada interruptor ficará submetido durante a operação do conversor.

$$Valor_{m\u00e9dio} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} f(t) dt \quad (3.15)$$

$$Valor_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} f(t)^2 dt} \quad (3.16)$$

Logo, sabendo que o interruptor S_1 é responsável por processar a soma do valor médio da corrente de entrada I_1 , a qual é igual a corrente média do indutor L_1 , com o valor médio da corrente de saída I_2 , a qual é igual a corrente média do indutor L_2 , durante a primeira etapa de operação, definida pelo tempo t_{on} , mostram-se em (3.17) e (3.18), respectivamente, o valor médio e o valor eficaz de corrente em que o interruptor S_1 ficará submetido. Também, em (3.19), é possível obter o valor máximo de corrente.

Destaca-se que a ondulação de corrente foi desprezada no equacionamento dos valores médio e eficaz, pois apresenta pouca influência quando se considera uma ondulação reduzida de corrente, simplificado as equações de projeto.

$$I_{S1méd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (I_{L1} + I_{L2})(t) dt = D \cdot (I_{L1} + I_{L2}) \quad (3.17)$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (I_{L1} + I_{L2})^2 (t) dt} = \sqrt{D} \cdot (I_{L1} + I_{L2}) \quad (3.18)$$

$$I_{S1máx} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (3.19)$$

Os interruptores S_2 e S_3 processam a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 durante a segunda etapa de operação, a qual tem seu tempo definido como t_{off} . Como os dois interruptores estão em condução durante a mesma etapa a corrente se divide igualmente pelos interruptores. Logo, em (3.20) e (3.21) é possível obter os valores médio e eficaz, respectivamente, de corrente para os interruptores S_2 e S_3 . O valor máximo de ambos pode ser obtido por meio de (3.22). Vale ressaltar que, quando a corrente estiver circulando pelo diodo intrínseco do interruptor, os esforços de corrente serão iguais.

$$I_{S2méd} = I_{S3méd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} \right) (t) dt = (1-D) \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} \right) \quad (3.20)$$

$$I_{S2ef} = I_{S3ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} \right)^2 (t) dt} = \sqrt{1-D} \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} \right) \quad (3.21)$$

$$I_{S2máx} = I_{S3máx} = \frac{I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2}}{2} \quad (3.22)$$

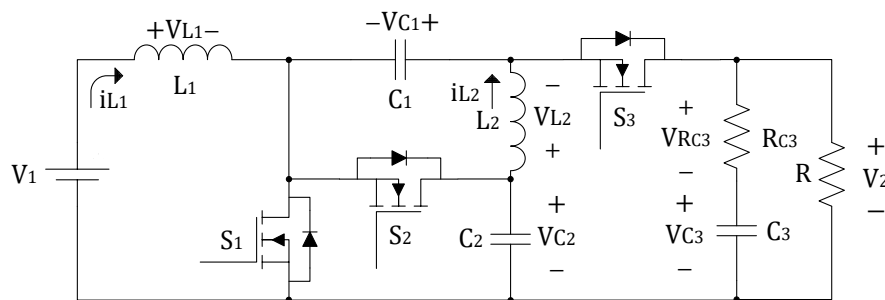
Ao se tratar da tensão sobre os interruptores, pode-se observar um ponto forte da topologia. Destaca-se que todos os interruptores ficam submetidos a tensão V_{C2} , anteriormente obtida, que é inferior a tensão de saída V_2 . Em (3.23) representa-se os esforços de tensão em que todos os interruptores ficam submetidos.

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{C2} = \frac{V_1}{1-D} \quad (3.23)$$

3.3.5 Obtenção e Validação de um Modelo Dinâmico Simplificado para Controle do Conversor

A obtenção do modelo matemático, bem como a sua validação, se faz necessário para que o projeto do compensador do conversor seja realizado. Para este caso, o conversor SEPIC Modificado foi modelado considerando a operação no modo elevador de tensão, sendo que a primeira e a segunda etapa de operação estão apresentadas na Figura 17 e Figura 18, respectivamente. Na análise do circuito equivalente da segunda etapa de operação, pode-se concluir que não é possível obter equações de estados válida para a corrente nos capacitores C_1 e C_2 . Por este motivo, uma resistência interna para o capacitor C_3 , denominada R_{C3} , foi incluída e o circuito equivalente utilizado para modelagem matemática está mostrado na Figura 23.

Figura 23 – Topologia do conversor SEPIC Modificado utilizada para modelagem.



Fonte: Autoria Própria.

Considerando as polaridades das tensões e das correntes atribuídas para cada componente do conversor, conforme mostrado na Figura 23, e seguindo as etapas de operação para o modo elevador é possível obter um modelo válido. Com a análise, chegou-se em cinco equações de estados – tensão sobre os indutores L_1 e L_2 e corrente sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_3 – que estão apresentadas em (3.24) (3.25), (3.26), (3.27) e (3.28), na sequência.

$$L_1 \frac{d \langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = V_1 \cdot d(t) + (V_1 + \langle v_{C1} \rangle_{T_s} + V_2) \cdot d'(t) \quad (3.24)$$

$$L_2 \frac{d \langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (\langle v_{C2} \rangle_{T_s} - \langle v_{C1} \rangle_{T_s}) \cdot d(t) - \langle v_{C1} \rangle_{T_s} \cdot d'(t) \quad (3.25)$$

$$C_1 \frac{d\langle v_{C1}(t) \rangle_{Ts}}{dt} = \langle i_{L2} \rangle_{Ts} \cdot d(t) + (\langle i_{L1} \rangle_{Ts} + K_1) \cdot d'(t) \quad (3.26)$$

$$C_2 \frac{d\langle v_{C2}(t) \rangle_{Ts}}{dt} = -\langle i_{L2} \rangle_{Ts} \cdot d(t) + (\langle i_{L2} \rangle_{Ts} + K_1) \cdot d'(t) \quad (3.27)$$

$$C_3 \frac{d\langle v_{C3}(t) \rangle_{Ts}}{dt} = -\frac{\langle v_{C3} \rangle_{Ts}}{R_{C3} \cdot R} \cdot d(t) + (\langle v_{C1} \rangle_{Ts} + \langle v_{C2} \rangle_{Ts} - \langle v_{C3} \rangle_{Ts}) \cdot d'(t) \quad (3.28)$$

No qual o valor de K_1 é igual a (3.29).

$$K_1 = \left(\frac{-R_{C3} \cdot \langle v_{C1} \rangle_{Ts} - R_{C3} \cdot \langle v_{C2} \rangle_{Ts} - R \cdot \langle v_{C1} \rangle_{Ts} - R \cdot \langle v_{C2} \rangle_{Ts} + R \cdot \langle v_{C3} \rangle_{Ts}}{R_{C3} \cdot R} \right) \quad (3.29)$$

Com base nestas expressões, aplicando metodologia de pequenos sinais descrita por Erickson (1993), desprezando os termos de valores médios e termos de segunda ordem, aplicando a transformada de Laplace e realizando as devidas manipulações algébrica, é possível obter a função de transferência da corrente de entrada – indutor L_1 – em função da razão cíclica, a qual está apresentada em (3.30)

$$FT_1 = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{n_0 \cdot s^4 + n_1 \cdot s^3 + n_2 \cdot s^2 + n_3 \cdot s + n_4}{d_0 \cdot s^5 + d_1 \cdot s^4 + d_2 \cdot s^3 + d_3 \cdot s^2 + d_4 \cdot s + d_5} \quad (3.30)$$

No qual os termos do numerador e do denominador estão apresentados no Apêndice A. Com o propósito de reduzir o grau da função de transferência e simplificar o projeto do controlador, suprimindo os termos de menor relevância na resposta transitória do sistema, é possível deixar a função de transferência de segunda ordem, a qual está mostrada em (3.31)

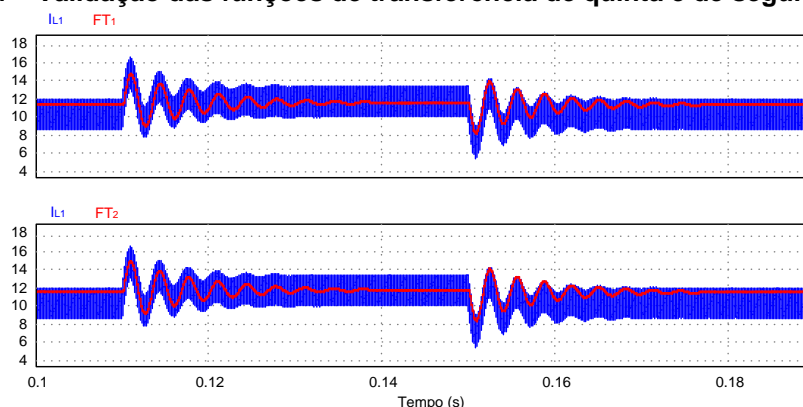
$$FT_2 = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{n_3 \cdot s + n_4}{d_3 \cdot s^2 + d_4 \cdot s + d_5} \quad (3.31)$$

De posse das funções de transferência, a de quinta e a de segunda ordem, a validação destas foi realizada e estão apresentadas na Figura 24. Para esse resultado, um degrau de 2% na razão cíclica foi incrementado e depois decrementado,

verificando o comportamento dinâmico para acréscimo e decréscimo de potência e, conseqüentemente, da corrente.

Como pode-se observar, os dois modelos representam bem o comportamento dinâmico do conversor e, praticamente, não há diferença entre eles. Com isso, permite-se a utilização da função de transferência de segunda ordem para o projeto do controlador. É importante destacar que o modelo de pequenos sinais não representa o comportamento estático do conversor e sim as pequenas variações.

Figura 24 – Validação das funções de transferência de quinta e de segunda ordem.



Fonte: Autoria Própria.

3.4 METODOLOGIA E PROJETO DO CONVERSOR

A definição de uma metodologia de projeto clara e que contemple o passo a passo para determinação de todos os componentes de um conversor é de extrema importância para seu projeto.

Embora a metodologia de projeto não dependa dos valores de cada parâmetro, tendo em vista que esta deve ser genérica e permitir o projeto do conversor para quaisquer parâmetros, desde que respeitado os limites de cada topologia, opta-se por apresentá-la, neste item, juntamente com o projeto de todos os componentes do conversor. Nesse sentido, busca-se apresentar o projeto do conversor e mostrar os valores de cada componentes.

As especificações de projeto do conversor estão mostradas na Tabela 2, sendo que o ponto de partida para escolha dos parâmetros foi iniciado pela determinação da tensão V_1 , a qual foi escolhida tendo em vista que esta pode ser proveniente da conexão, em série, de quatro baterias de 12 V, por exemplo.

Também observou-se que o conversor operasse com um ganho estático superior a cinco vezes, comprovando o elevado ganho, escolhendo o valor da tensão V_2 igual a 300 V. Com relação aos outros parâmetros, estes são valores típicos aplicados no projeto dos conversores CC-CC.

Tabela 2 – Especificações de projeto do conversor SEPIC modificado bidirecional.

Especificações	Valor
Tensão (V_1)	48 V
Tensão (V_2)	300 V
Potência (P)	500 W
Frequência de comutação (f_s)	30 kHz
Ondulação de tensão no capacitor C_1 (Δv_{C1})	10% de V_{C1}
Ondulação de tensão no capacitor C_2 (Δv_{C2})	10% de V_{C2}
Ondulação de tensão no capacitor C_3 (Δv_{C3})	1% de V_2
Ondulação de corrente no indutor L_1 (Δi_{L1})	30% de I_1
Ondulação de corrente no indutor L_2 (Δi_{L2})	30% de I_2

Fonte: Autoria Própria.

O ponto de partida para definição da metodologia de projeto do conversor se dá por meio da obtenção da razão cíclica D . A razão cíclica pode ser determinada com a manipulação matemática de (3.6), que está mostrada em (3.32), juntamente com o seu valor numérico.

$$D = \frac{V_2 - V_1}{V_1 + V_2} = 0,724 \quad (3.32)$$

A obtenção do valor da indutância de projeto dos indutores L_1 e L_2 é obtido por meio de (3.9) e (3.10), respectivamente, e ambos estão mostrados em (3.33) e (3.34).

$$L_1 = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} = 370,75 \mu H \quad (3.33)$$

$$L_2 = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L2} \cdot f_s} = 2,31mH \quad (3.34)$$

Embora o valor absoluto do indutor L_2 seja relativamente maior do que o indutor L_1 , na prática, esse indutor tem seu tamanho físico, na maioria das vezes, menor. Esse fato ocorre pelo indutor L_2 estar submetido ao valor de corrente média inferior ao valor de L_1 .

Com relação aos capacitores do conversor, estes podem ser determinados por meio em (3.13) e (3.14). Considerando os valores de ondulação de tensão de cada capacitor, previamente apresentados na Tabela 2, chega-se aos valores para os capacitores C_1 e C_2 , respectivamente, os quais estão mostrados em (3.35) e (3.36). Na sequência, está apresentado em (3.37) o valor de projeto para o capacitor C_3 .

$$C_1 = \frac{i_{L2} \cdot D}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} = 3,19\mu F \quad (3.35)$$

$$C_2 = \frac{i_{L2} \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} = 2,31\mu F \quad (3.36)$$

$$C_3 = \frac{i_2 \cdot D}{\Delta V_{C3} \cdot f_s} = 13,4\mu F \quad (3.37)$$

O esforço de tensão em que o capacitores C_3 deve suportar é igual a tensão de saída V_2 . Ao se tratar dos capacitores C_1 e C_2 , por meio de (3.7) e (3.8), pode-se obter o valor da tensão. Estão apresentadas em (3.38), (3.39) e (3.40) na respectiva ordem, os esforços de tensão sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

$$V_{C1} = \frac{V_1 \cdot D}{1-D} = 126V \quad (3.38)$$

$$V_{C2} = \frac{V_1}{1-D} = 174V \quad (3.39)$$

$$V_{C3} = V_2 = 300V \quad (3.40)$$

Ao se tratar do dimensionamento dos semicondutores de potência, é necessário definir os valores de corrente eficaz e máximo. Logo, por meio da substituição dos parâmetros de projetos – descritos na Tabela 2 – e utilizando (3.18) e (3.19), chegam-se aos valores eficaz e máximo de corrente sobre o interruptor S_1 , apresentados em (3.41) e (3.42), respectivamente. Os esforços de corrente média e eficaz sobre os interruptores S_2 e S_3 são obtidos da mesma maneira, porém utilizando (3.21) e (3.22), estando mostrados em (3.43) e (3.44), na sequência.

$$I_{S1ef} = \sqrt{D} \cdot (I_{L1} + I_{L2}) = 10,38A \quad (3.41)$$

$$I_{S1máx} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} = 13,89A \quad (3.42)$$

$$I_{S2ef} = I_{S3ef} = \sqrt{1-D} \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} \right) = 3,17A \quad (3.43)$$

$$I_{S2máx} = I_{S3máx} = \frac{I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2}}{2} = 6,94A \quad (3.44)$$

O valor máximo de tensão ao qual os interruptores estão submetidos é obtido utilizando (3.23), sendo que o valor absoluto de tensão está mostrado em (3.45).

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{C2} = \frac{V_1}{1-D} = 174V \quad (3.45)$$

A descrição da metodologia de projeto apresentada já contempla os valores obtidos de cada componente. Porém, caso se deseje projetar o conversor com outras especificações de projeto, a metodologia seguida deverá ser a mesma.

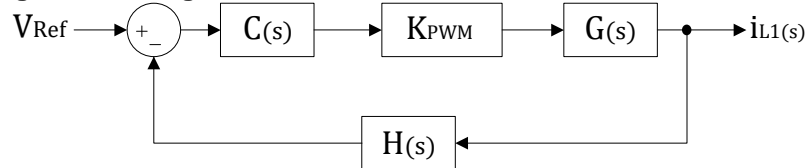
3.4.1 Definição e Projeto do Compensador

Para que o conversor seja capaz de operar com a corrente fluindo nos dois sentidos, uma malha de controle da corrente se faz necessária. Esta malha é composta pelo controlador $C_{(s)}$, o ganho do modulador PWM, K_{PWM} , a função de transferência de corrente da planta em função da razão cíclica, $G_{(s)}$, e o ganho do

sensor de corrente, $H(s)$. O diagrama de blocos do sistema de controle está apresentado na Figura 25.

De posse do diagrama de blocos, a definição dos componentes pode ser apresentada. Optou-se em utilizar um compensador proporcional-integral com filtro, e, com este, propõe-se eliminar o erro ao degrau em regime permanente e filtrar possíveis ruídos. A estrutura do controlador está apresentada na Figura 26.

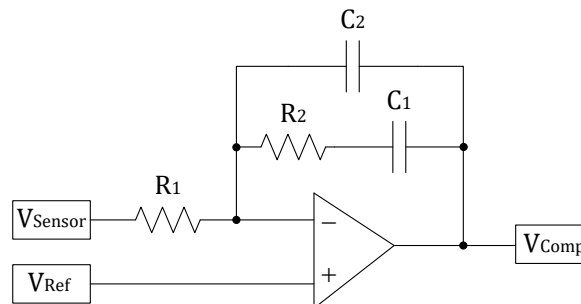
Figura 25 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

Este controlador possui dois polos, sendo que um deles está na origem permitindo erro nulo em regime permanente, e um zero. Por essa característica, tem-se certo grau de liberdade na sintonia da resposta transitória do sistema compensado, permitindo o ajuste de acordo com a necessidade e requisitos desejáveis da resposta transitória da planta.

Figura 26 – Estrutura de um controlador PI com filtro.



Fonte: Adaptado de Ogata (2010).

Escolhido o controlador, a sua função de transferência está apresentada em (3.46), seguida pelo seu ganho em (3.47), frequência do zero em (3.48) e frequência do polo em (3.49).

$$C(s) = K \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s(s + \omega_p)} \quad (3.46)$$

$$K = \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \quad (3.47)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \quad (3.48)$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (3.49)$$

Tratando-se dos outros componentes do sistema, o ganho de modulação PWM – o qual é composto pela comparação de um sinal triangular, portador, com um sinal contínuo, modulador – é definido por meio em (3.50) e depende do valor de pico do sinal portador.

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_{Tm\acute{a}x}} \quad (3.50)$$

O ganho do sensor corrente de efeito *hall*, o qual é responsável por mensurar a corrente sobre o indutor L_1 , pode ser definido por (3.51). Como pode-se observar, esse é definido pela razão da tensão de referência sobre o valor de corrente que atravessa o indutor L_1 .

$$H_{(s)} = \frac{V_{ref}}{I_{L1}} \quad (3.51)$$

3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

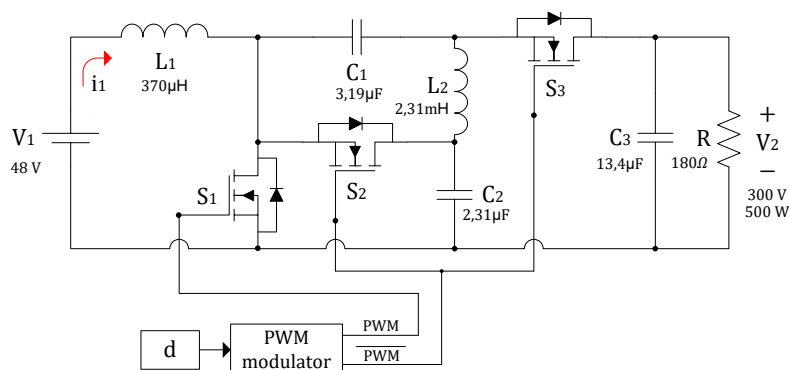
O primeiro passo após a realização do projeto do conversor foi a implementação da topologia no *software* de simulação numérica PSIM para análise da sua operação. Montada a topologia do conversor, juntamente com o modulador PWM, chegou-se as formas de ondas apresentadas nesse item. Serão mostradas e discutidas as formas de ondas do conversor para os dois modos de operação, elevador e abaixador.

3.5.1 Modo Elevador – Resultados de Simulação Numérica

Opta-se, a princípio, em apresentar o conversor operando no modo elevador de tensão. Para tratativa dessa simulação, será considerada a tensão V_1 como tensão

de entrada do conversor e, conseqüentemente, a tensão V_2 como tensão de saída. A simulação foi realizada em malha aberta, o *layout* está mostrado na Figura 27 e as formas de ondas estão apresentadas na seqüência.

Figura 27 – Esquemático para simulação numérica.



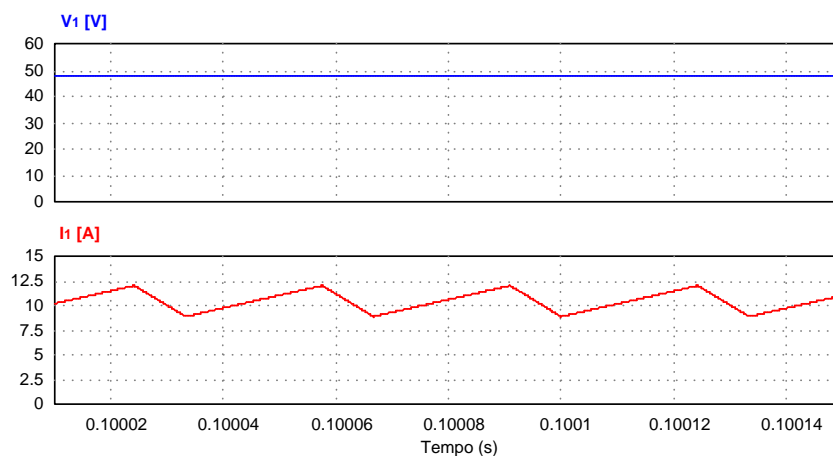
Fonte: Autoria Própria.

Inicialmente, confirmando o funcionamento do conversor, apresenta-se as formas de ondas da tensão e da corrente de entrada na Figura 28. Seus respectivos valores médios obtidos foram 48 V e 10,53 A. A forma de onda da tensão e da corrente de saída estão representadas na Figura 29. Obteve-se 299,6 V e 1,66 A, na seqüência, para valores médio de tensão e de corrente.

As formas de ondas de tensão e de corrente sobre o indutor L_1 estão apresentadas na Figura 30. Com relação à tensão sobre o indutor, pode-se analisar que esta é positiva, durante a primeira etapa de operação, e o indutor se carrega. Já na segunda etapa o inverso ocorre, a tensão sobre o indutor é negativa e a corrente decresce.

Os valores médio, máximo e mínimo de corrente em que o indutor L_1 encontra-se submetido foram, respectivamente, 10,53 A, 12,09 A e 8,96 A. O valor médio da corrente do indutor é igual ao valor médio de corrente de entrada do conversor e os valores máximos e mínimos de corrente obtidos, refere-se aos 30% de ondulação de corrente conforme projetado. Sobre a tensão, obteve-se 48 V para a primeira etapa e -128 V para a segunda.

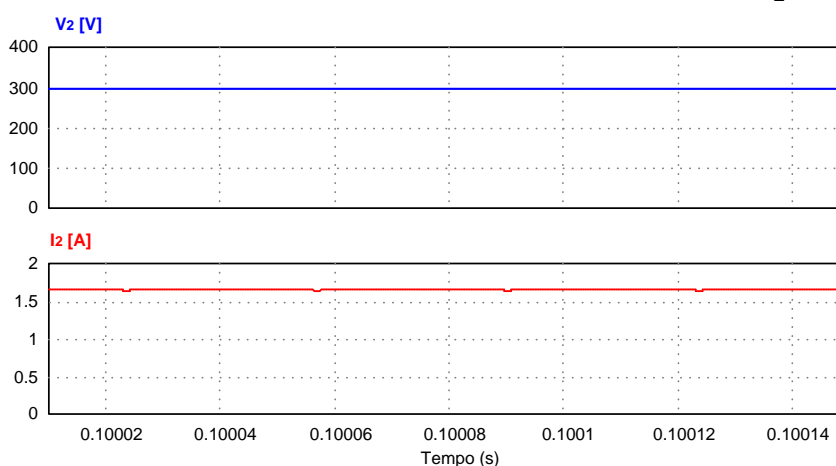
Figura 28 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada V_1 e I_1 - Modo Elevador.



Fonte: Autoria própria.

Da mesma forma, apresenta-se na Figura 31 as formas de ondas de tensão e corrente sobre o indutor L_2 . Esse indutor também se carrega durante a primeira etapa de operação, sendo submetido a uma tensão positiva e se descarrega, durante a segunda etapa, ficando submetido a uma tensão negativa. Os valores obtidos na simulação de tensão sobre o indutor foram de 45 V para a primeira etapa e -126 V para a segunda.

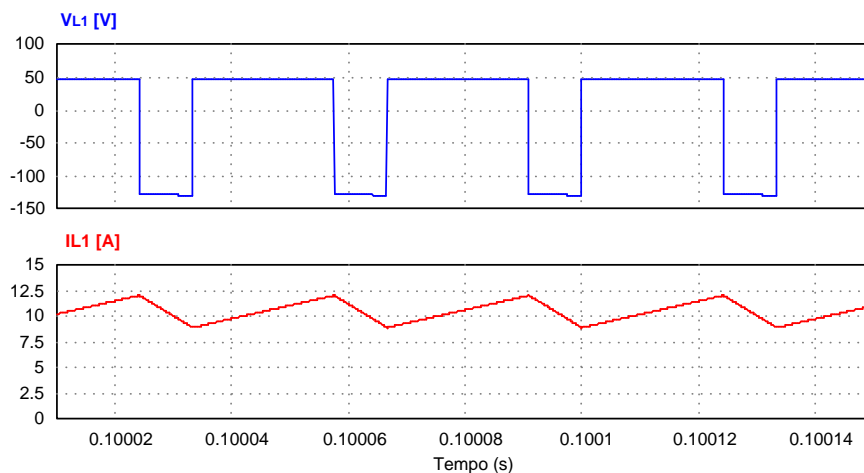
Figura 29 – Formas de ondas da tensão e corrente de saída V_2 e I_2 .



Fonte: Autoria própria.

O valor médio da corrente deste indutor equivale ao valor médio da corrente de saída do conversor e o valor obtido na simulação foi de 1,66 A. Os valores máximo e mínimo de corrente obtidos foram 1,9 A e 1,41 A, na sequência, tendo sua ondulação de corrente próxima dos 30% conforme projetado.

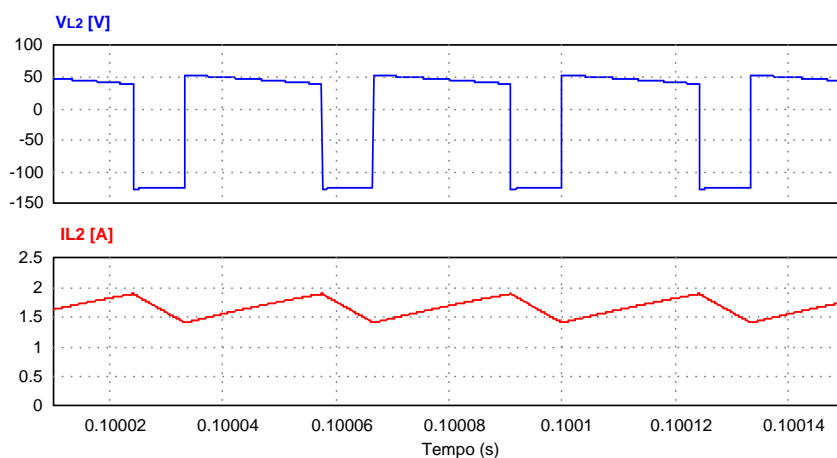
Figura 30 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o indutor L_1 .



Fonte: Autoria própria.

Outro ponto que também precisa ser observado são os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores de potência. Iniciando pelo interruptor S_1 , mostra-se na Figura 32 as formas de ondas obtidas.

Figura 31 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o indutor L_2 .

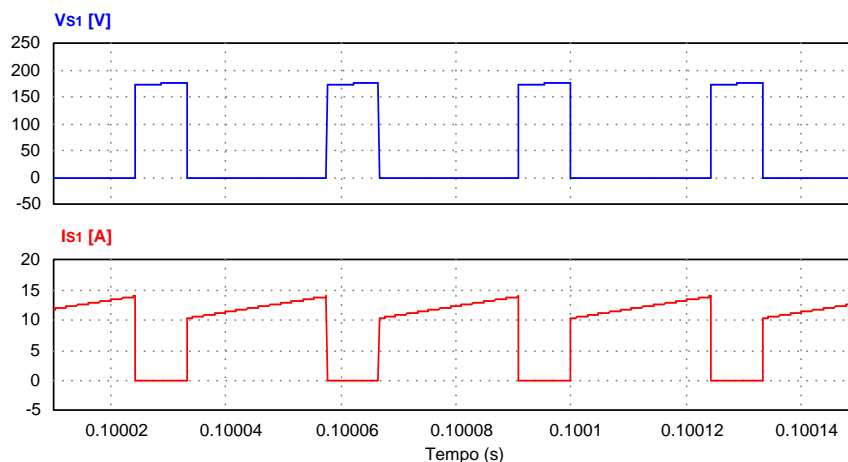


Fonte: Autoria Própria.

Conforme pode ser observado, a tensão em que o interruptor se encontra submetido é igual a tensão sobre o capacitor C_2 , a qual, posteriormente, também será apresentada. Essa tensão é inferior a tensão de saída V_2 , sendo que o valor máximo obtido na simulação, de esforço de tensão sobre o interruptor S_1 foi 182,6 V.

Ao se tratar da corrente, a qual está indicada no segundo gráfico da Figura 32, chegou-se aos valores médio, eficaz e de pico de corrente 9,03 A, 10,53 A e 13,99 A, na sequência.

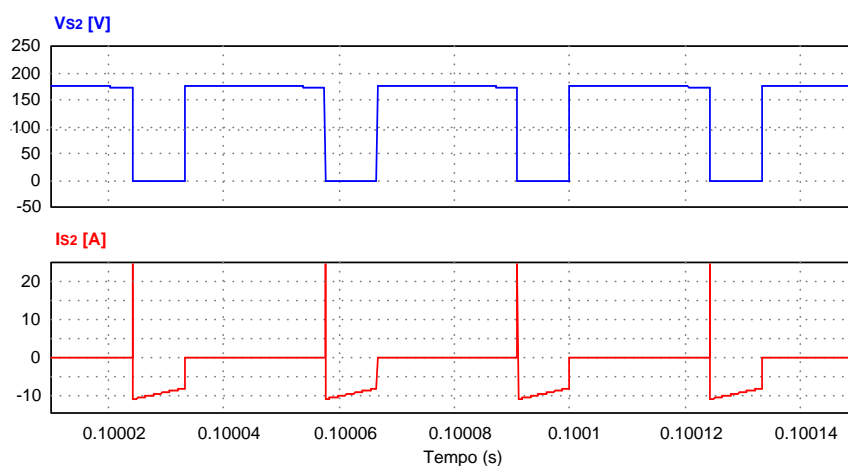
Figura 32 – Formas de Ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_1 .



Fonte: Autoria Própria.

Estão apresentadas na Figura 33 as formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_2 . Conforme pode-se observar, há corrente negativa fluindo pelo interruptor. Nesta etapa de operação e para o conversor operando como elevador, a corrente flui por meio do diodo intrínseco do interruptor do tipo *MOSFET*. Os valores médio, eficaz e máximo de corrente observado foram, na sequência, 1,72 A, 3,19 A e 200 A e a tensão máxima igual a 182,6 V.

Figura 33 – Formas de Ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_2 .



Fonte: Autoria Própria.

Ao analisar a forma de onda da corrente nesse interruptor, pode-se observar um problema da topologia. Nota-se um elevado valor de corrente reversa por um pequeno instante de tempo que, na simulação idealizada, chegou-se a valores na casa dos 400 A. Este problema é proveniente da conexão em paralelo de capacitores com valores de tensão diferentes em cada período de comutação. Observa-se que,

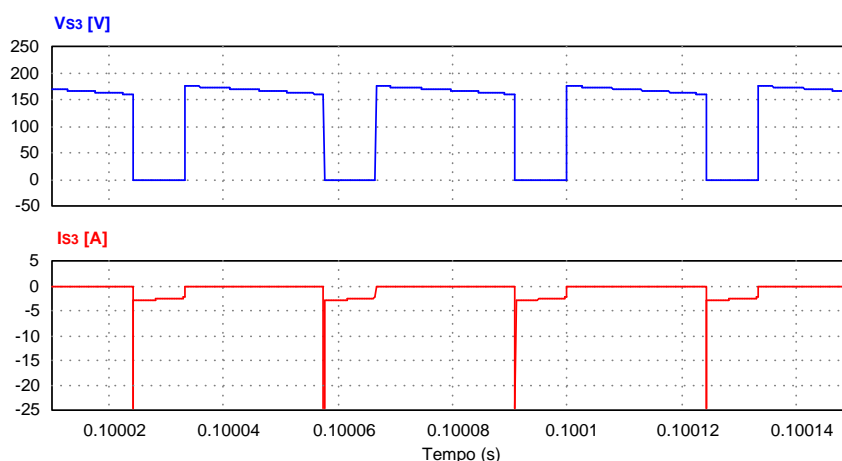
para a equalização dos valores instantâneos de tensão dos capacitores, os picos de corrente são gerados.

No instante de fechamento do interruptor S_2 , os capacitores C_1 e C_2 são conectados em série. Neste mesmo instante também se aciona o interruptor S_3 . Isso faz com que os capacitores C_1 e C_2 , conectados em série, fiquem em paralelo com o capacitor C_3 . Como há diferença entre as tensões instantâneas desses capacitores e não se tem nenhuma indutância no caminho da corrente durante essa etapa, nesse fenômeno é observado.

Este pico de corrente ocorre a cada período de comutação e eleva expressivamente as perdas por comutação do interruptor. No instante da comutação o interruptor fica submetido a um elevado valor de corrente, contribuindo de maneira expressiva para as perdas de comutação e, conseqüentemente, penalizando o rendimento da topologia.

O mesmo ocorre com o interruptor S_3 , pois este conecta os capacitores em paralelo e está no caminho da corrente durante esta etapa. As formas de ondas de corrente e de tensão para esse interruptor estão apresentadas na Figura 34.

Figura 34 – Formas de Ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_3 .

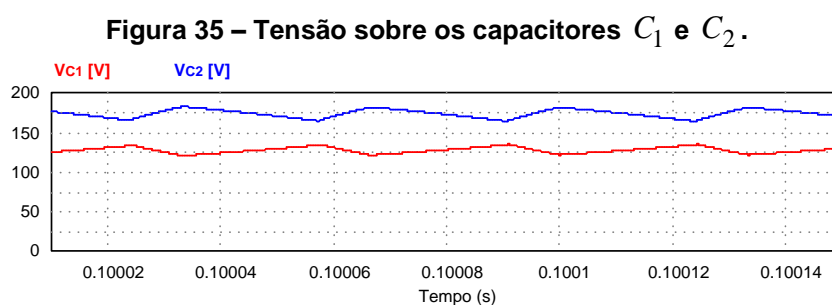


Fonte: Autoria Própria.

Também se observa os picos de corrente sobre esse interruptor e os problemas relacionados são os mesmos já discutidos para o interruptor S_2 . Os valores médio, eficaz e máximo de corrente observado foram, na sequência, 3,19 A, 6,97 A e 200 A. Já com relação aos esforços de tensão sobre os interruptores, tanto S_2 quanto S_3 , ficam submetidos a tensão do capacitor V_{C2} , assim como o interruptor S_1 . O valor

máximo de tensão em que o interruptor S_2 se encontrou submetido foi de 182,6 V e o mesmo valor foi obtido para S_3 .

Na Figura 35 estão mostradas as formas de ondas de tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 . O valor médio de tensão obtido para os capacitores foi de 128,2 V e 174,4 V, na sequência. Pode-se observar a ondulação de tensão na faixa dos 10% conforme projetado.



Fonte: Autoria Própria.

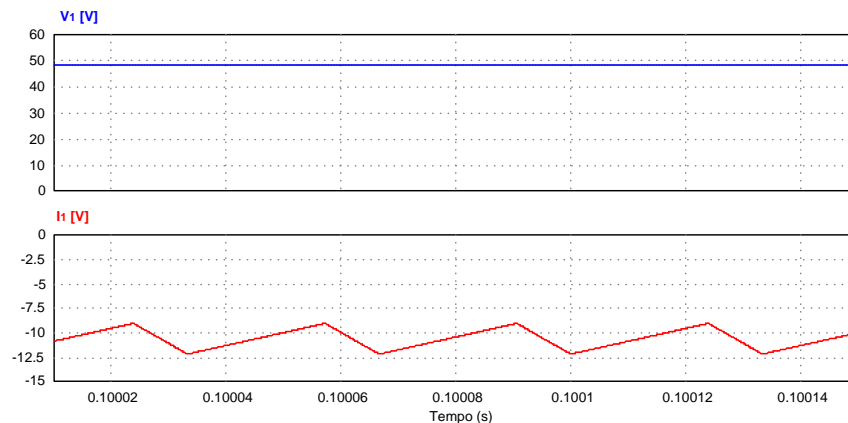
Por fim, outro ponto que também merece ser observado é que o valor máximo de tensão sobre o capacitor C_2 obtido foi de 182,6 V, comprovando que os três interruptores da topologia estão submetidos a tensão desse capacitor.

3.5.2 Modo Abaixador – Resultados de Simulação

A operação do conversor no modo abaixador pode ser comprovada por meio da análise da Figura 36, a qual apresenta a tensão V_1 e a corrente I_1 . Conforme pode-se observar a corrente está negativa, ou seja, fluindo no sentido contrário, mostrando a operação bidirecional do conversor.

Opta-se por não apresentar as formas de ondas em todos os componentes do conversor, tendo em vista que seu funcionamento foi comprovado no modo elevador. As formas de ondas obtidas por meio da simulação numérica no modo abaixador são equivalentes às obtidas para o modo elevador, sendo a única diferença que a corrente flui no outro sentido, conforme esperado.

Figura 36 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada V_1 e I_1 - Modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

O problema dos picos de corrente sobre os interruptores S_2 e S_3 , relatado para o modo elevador, também foi observado para esse modo de operação. Nesse sentido, novamente inviabiliza-se a operação do conversor pelo mesmo motivo outrora comentado. Buscando resolver o problema, um *snubber* passivo de corrente para o conversor é proposto e amplamente discutido no item 3.6.

3.5.3 Análise Comparativa das Equações de Projeto

Embora observado os problemas com relação aos picos de corrente em dois dos interruptores da topologia, a operação do conversor não foi prejudicada, sendo observada a operação bidirecional. Buscando a validação das equações de projeto do conversor, provada por meio dos componentes que não foram prejudicados por tal fenômeno, bem como a confirmação das expressões mostradas na análise matemática, esse item é apresentado.

Uma verificação é realizada comparado os valores obtidos por meio da análise matemática com os obtidos na simulação numérica, sendo os dados mostrados na Tabela 3. Na tabela em questão, também se apresenta o erro percentual obtido para cada parâmetro de projeto. Por ela, é possível quantificar a divergência das equações utilizadas para o projeto do conversor com os resultados obtidos em *software* de simulação numérica. Os dados obtidos da simulação numérica foram com o conversor operando no modo elevador, sendo ignorados os picos de corrente sobre os interruptores S_2 e S_3 .

Tabela 3 – Comparação (Análise matemática vs Simulação numérica).

Parâmetro	Valor (Análise)	Valor (Simulação)	Erro (%)
Valor médio da tensão V_2	300 V	299,6 V	0,01%
Valor médio da corrente I_2	1,66 A	1,66 A	0%
Potência de saída P_2	500 W	497,3 W	0,01%
Valor médio da tensão V_1	24 V	24 V	0%
Valor médio da corrente I_1	10,41 A	10,53 A	0,01%
Potência de saída P_1	500 W	500 W	0%
Valor médio da corrente em S_1	8,89 A	9,03 A	1,5%
Valor eficaz da corrente em S_1	10,38 A	10,53 A	1,4%
Valor máximo da corrente em S_1	13,89 A	13,99 A	0,7%
Valor médio da corrente em S_2	1,66 A	1,72 A	0%
Valor eficaz da corrente em S_2	3,17 A	3,19 A	0,74%
Valor máximo da corrente em S_2	6,94 A	6,97 A	0,14%
Valor médio da corrente em S_3	1,66 A	1,49 A	0%
Valor eficaz da corrente em S_3	3,17 A	3,19 A	0,74%
Valor máximo da corrente em S_3	6,94 A	6,97 A	0,14%
Valor médio da corrente em L_1	10,41 A	10,53 A	0,01%
Valor médio da corrente em L_2	1,66 A	1,66 A	0%
Ondulação da tensão em C_1	12,6 V	12,6 V	0%
Ondulação da tensão em C_2	17,4 V	17,4 V	0%
Ondulação da tensão em C_3	3 V	3 V	0%
Ondulação da corrente em L_1	3,125 A	3,125 A	0%
Ondulação da corrente em L_2	0,5 A	0,5 A	0%

Fonte: Autoria Própria.

3.6 PROPOSTA DO *SNUBBER* DE CORRENTE NÃO DISSIPATIVO

De acordo com a análise das formas de ondas apresentadas anteriormente, fica claro a inviabilidade de aplicação prática da topologia. Caso realizasse sua implementação, o rendimento da estrutura ficaria comprometido devido aos elevados picos de corrente mostrados, os quais prejudicam significativamente a comutação dos interruptores.

Ainda tratando sobre o mesmo assunto, embora não comentado e nem evidenciado até o momento, precisa-se levar em consideração os picos de corrente nos semicondutores de potência causados pelo problema de recuperação reversa dos mesmos, principalmente no que tange aos diodos intrínsecos em antiparalelo dos interruptores como MOSFETs.

Além disso, com a substituição dos diodos da topologia por interruptores totalmente controlados, propiciando assim a operação bidirecional do conversor, leva, na maioria das vezes, o emprego de semicondutores de potência que não possuem boas características com relação ao tempo de recuperação reversa do diodo intrínseco. Esta ocorrência é observada em algumas topologias clássicas bidirecionais, além de que, também é relatada por autores que propuseram outras topologias bidirecionais.

No caso do emprego de interruptores *MOSFETs* de silício, por exemplo, o diodo intrínseco em antiparalelo desses componentes possui elevado tempo de recuperação reversa. Com isso, o semicondutor não consegue bloquear rapidamente e há corrente fluindo no sentido contrário. Neste fenômeno, o semicondutor fica por todo o tempo de recuperação reversa representado por uma resistência de baixo valor, levando a condução de um elevado valor de corrente, até que a sua resistência aumente, terminando o fenômeno da recuperação reversa e o mesmo bloqueie.

Quando esses interruptores são aplicados aos conversores CC-CC bidirecionais – na maioria das vezes – haverá corrente fluindo do *source* para o *drain* nesses componentes. Isso leva ao processo de recuperação reversa do diodo intrínseco do interruptor, o qual apresenta uma dinâmica lenta e predomina no bloqueio do interruptor.

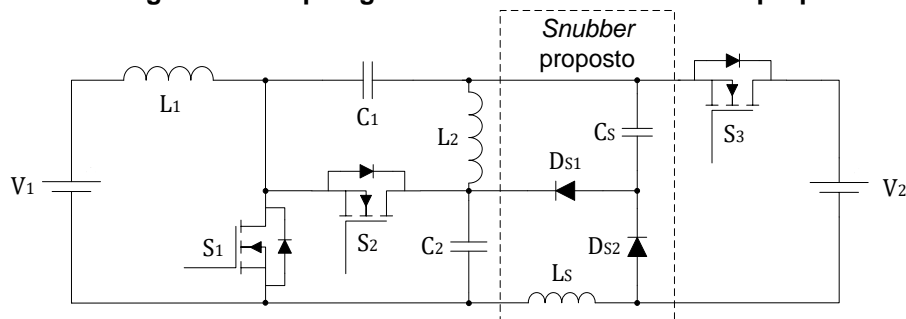
Por outro lado, podem ser utilizados outros tipos de interruptores totalmente controlados que não possuam diodo intrínseco em antiparalelo, IGBTs, por exemplo. Para aplicação destes semicondutores em topologias bidirecionais, deve-se utilizar

um diodo externo em antiparalelo, o qual pode possuir boas características dinâmicas, sem apresentar a recuperação reversa.

Neste exemplo de aplicação, não seria observado o fenômeno de recuperação reversa causado pelo diodo inserido em antiparalelo com o interruptor, considerando a tecnologia utilizada. Mas, por outro lado, mesmo utilizando interruptores e diodos dessa tecnologia, não resolveria o problema dos picos de corrente, anteriormente descrito, provenientes da equalização da tensão sobre os capacitores que são conectados em paralelo e possuem valores instantâneos de tensão diferentes. Vale destacar também que o emprego de semicondutores que se beneficiam desta característica, normalmente, representam custo mais elevado no momento da implementação prática da topologia.

Conforme o exposto, buscando mitigar o problema dos picos de corrente, os quais são provenientes da equalização da tensão sobre os capacitores e também, por outro lado, para não ficar limitado à tecnologia do interruptor a ser empregada na topologia, apresenta-se na Figura 37 uma proposta de *snubber* passivo de corrente para o conversor.

Figura 37 – Topologia com o *snubber* de corrente proposto.



Fonte: Autoria Própria.

Trata-se de um *snubber* passivo de corrente, com o emprego de um número reduzido de componentes e sem a utilização de interruptores comandados extras, os quais dificultam e encarecem a implementação prática da estrutura. O *snubber* proposto é composto de um indutor L_s , um capacitor C_s e dois diodos D_{S1} e D_{S2} .

Com a utilização desse circuito auxiliar simples é possível obter significativa contribuição com as comutações dos semicondutores de potência, eliminar os picos de corrente dos interruptores no instante da comutação e, além disso, contribuir com a operação da topologia. A comutação suave é garantida para uma ampla faixa de

operação, tanto no modo de operação como elevador quanto como abaixador de tensão.

A aplicação do *snubber* passivo de corrente no conversor tem por propósito a eliminação dos picos de corrente que foram apresentados e discutidos anteriormente e este não altera o ganho estático do conversor. Além disso, permite a utilização de interruptores totalmente controlados de qualquer tecnologia, sendo possível também aumentar a frequência de comutação do conversor e, com isso, alcançar um fluxo de potência maior quando levado em consideração o mesmo tamanho físico da estrutura.

Além do mais, pode ser observado na sequência, que o *snubber* passivo de corrente favorece a operação do conversor, levando a comutação suave ZCS na entrada em condução de todos os interruptores/diodos intrínsecos da topologia. Além disso, o *snubber* também contribui com o bloqueio de alguns desses interruptores/diodos intrínsecos, concedendo, se não o bloqueio totalmente suave, mas uma redução significativa do nível de corrente sobre o interruptor no instante em que este é comutado.

A partir deste ponto, serão apresentadas as etapas de operação da topologia com o *snubber* proposto para os dois modos de operação, elevador e abaixador de tensão, analisado os benefícios que este traz à operação do conversor. Além do *snubber*, propõe-se também uma técnica de modulação PWM diferenciada, a qual permite o funcionamento da topologia conforme se deseja.

3.6.1 Técnica de Modulação PWM Aplicada

De acordo com a simulação numérica do conversor idealizado e também conforme anteriormente descrito, os interruptores S_2 e S_3 são comandados por um pulso de comando complementar ao aplicado no interruptor S_1 , quando a topologia estiver operando no modo elevador. Conseqüentemente, quando a topologia estiver operando como abaixador de tensão, o interruptor S_1 deve ser comandado com um pulso complementar aos pulsos de comando aplicados nos interruptores S_2 e S_3 .

Para o modo elevador, aplicar o pulso de comando complementar nos interruptores S_2 e S_3 não traz alteração no funcionamento da topologia, pois a condução dos diodos intrínsecos em antiparalelo dos interruptores entram em

condução naturalmente pela posição no circuito do conversor. Porém, quando o conversor estiver operando no modo abaixador, uma alteração nos pulsos de comando dos interruptores se faz necessária para garantir o correto funcionamento da estrutura com o *snubber* de corrente conforme descrita na sequência.

Mantendo a operação complementar dos pulsos de comando dos interruptores S_2 e S_3 , com relação à S_1 , para o modo abaixador, necessita-se de um pequeno atraso no pulso de comando do interruptor S_2 com relação à S_3 . Esse atraso é definido por *alpha* (α) e garante a operação conforme descrito nas etapas de operação, permitindo que o fenômeno de recuperação reversa do interruptor S_1 seja limitado pelo *snubber*.

Para determinação do tempo de atraso de pulso, denominado *alpha*, deve-se levar em consideração a derivada de corrente que circula pelo diodo intrínseco do interruptor S_1 , no momento de seu bloqueio, quando o conversor estiver operando no modo abaixador. Essa corrente é composta pela soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 . Com isso e, com a expressão que define a tensão em um indutor no tempo, a qual é amplamente difundida na literatura, pode-se obter por meio de (3.52) o tempo mínimo de atraso de pulso.

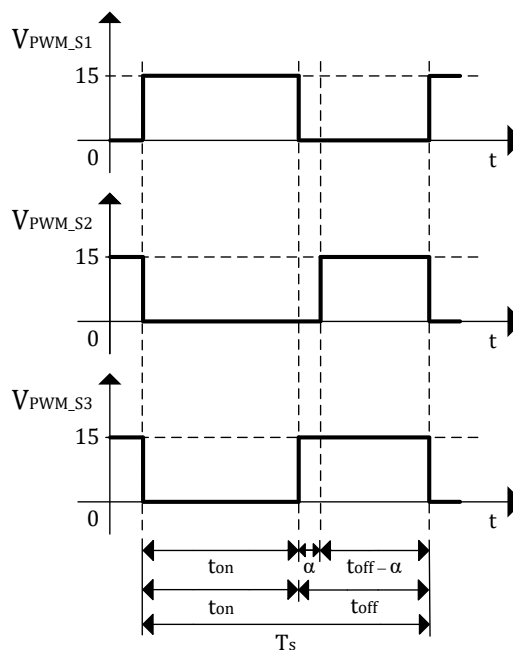
$$\alpha > \Delta t_2 = \frac{L_S (I_{L1} + I_{L2})}{V_1 + V_{C2}} \quad (3.52)$$

Com *alpha* determinado, deve-se escolher um atraso de pulso levemente superior, garantindo a operação do conversor conforme desejado. Posteriormente, na apresentação das formas de ondas do conversor operando com o *snubber* passivo de corrente para o modo abaixador, essa questão será mais bem discutida e fundamentada.

Para melhor exemplificação, mostra-se na Figura 38 a técnica de modulação PWM que deve ser aplicada aos interruptores da topologia para seu correto funcionamento. Vale destacar que a técnica de modulação apresentada não traz prejuízos a operação do conversor no modo elevador e pode ser utilizada para a modulação dos interruptores da topologia nos dois sentidos. A partir deste ponto, estão apresentadas as etapas de operação com o *snubber* proposto para os dois

modos de operação, elevador e abaixador de tensão. Na prática, quando se realizar a implementação do circuito, deve-se incluir o tempo morto.

Figura 38 – Técnica de modulação PWM aplicada ao conversor com o snubber de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

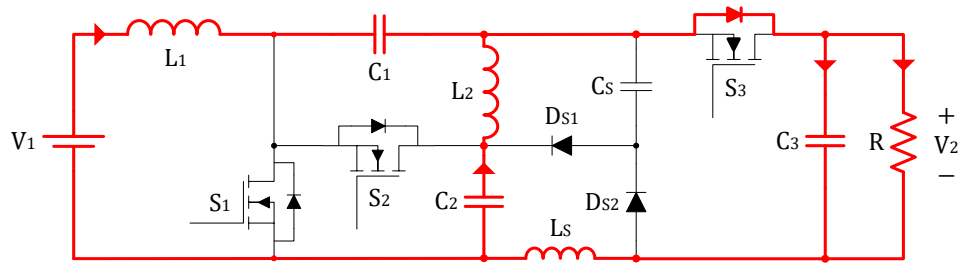
3.6.2 Modo Elevador – Etapas de Operação com o *Snubber* Proposto

Considerando a operação do conversor em regime permanente e que todos os componentes são ideais, as etapas de operação da topologia com o *snubber* passivo de corrente para o modo elevador são mostradas neste item. Reitera-se que nesse sentido de operação a corrente flui da fonte V_1 para a fonte V_2 , estando representada em vermelho.

3.6.2.1 Primeira etapa – modo elevador

Considerando a operação da topologia em regime permanente, define-se como a primeira etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto, a qual está apresentada na Figura 39. O início desta etapa se dá no instante em que a corrente que fluía pelo interruptor S_2 chega a zero.

Figura 39 – Primeira etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

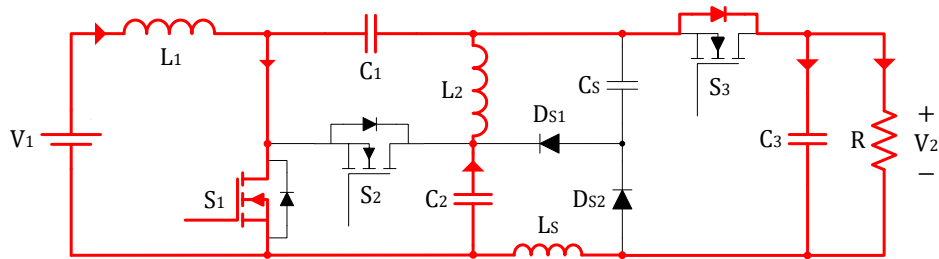
Durante essa etapa, somente há corrente fluindo pelo diodo em antiparalelo do interruptor S_3 , na consideração dos semicondutores de potência. A corrente em que o mesmo processa é igual a soma da corrente dos indutores L_1 e L_2 , os quais têm seus valores médios definidos pela corrente de entrada e de saída, respectivamente, e essa também flui pelo indutor L_S . O final dessa etapa acontece no instante em que o interruptor S_1 é comandado a conduzir finalizando a etapa de transferência de energia para a fonte de saída V_2 .

3.6.2.2 Segunda etapa – modo elevador

O início da segunda etapa de operação se dá no instante em que o interruptor S_1 é comando a conduzir e os interruptores S_2 e S_3 encontram-se bloqueados. O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 40. Com a condução do interruptor S_1 , sua corrente cresce linearmente na mesma proporção que a corrente que circula pelo diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_3 decresce linearmente, limitada pela indutância L_S .

Os indutores L_1 e L_2 estão sendo carregados e essa etapa tem duração até que a corrente que circula sobre o diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_3 se iguale a zero, fazendo com que o mesmo bloqueie. A indutância L_S no caminho da corrente reduz o fenômeno da recuperação reversa do diodo, obtendo assim a comutação ZCS durante o seu bloqueio. A partir do instante que o diodo do interruptor bloqueia, inicia a próxima etapa.

Figura 40 – Segunda etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.

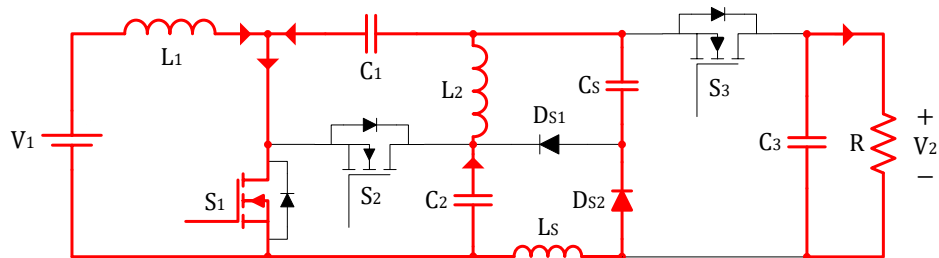


Fonte: Autoria Própria.

3.6.2.3 Terceira etapa – modo elevador

A terceira etapa de operação tem seu início quando a corrente que circulava pelo diodo intrínseco do interruptor S_3 chega a zero. É importante ressaltar que a carga R , durante esta etapa, é alimentada pelo capacitor C_3 e o circuito equivalente da terceira etapa de operação está apresentada na Figura 41.

Figura 41 – Terceira etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

O bloqueio do diodo intrínseco do interruptor S_3 provoca a condução do diodo D_{S2} do *snubber* de corrente e a energia armazenada no indutor L_S – proveniente da recuperação reversa do diodo intrínseco do interruptor S_3 – é entregue ao capacitor C_S .

A ressonância dos componentes armazenadores de energia do *snubber*, L_S e C_S , gera um semiciclo de evolução senoidal, o qual é finalizado quando a energia armazenada no indutor L_S é totalmente entregue ao capacitor C_S . Com isso, tem-se

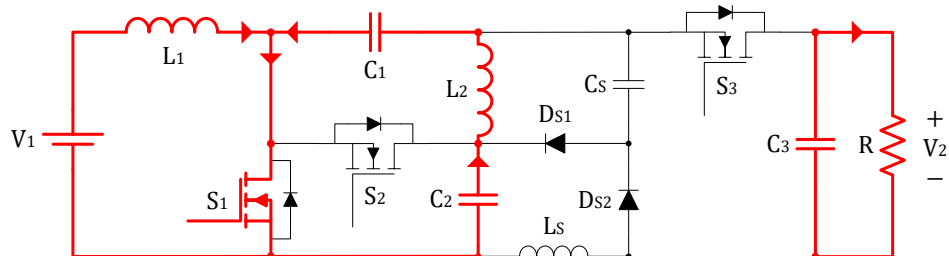
a interrupção da corrente e, conseqüentemente, o bloqueio do diodo D_{S2} , finalizando esta etapa de operação.

3.6.2.4 Quarta etapa – modo elevador

A quarta etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto tem seu início quando a corrente que circulava pelo diodo D_{S2} chega a zero. O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 42.

Durante essa etapa o interruptor S_1 está em condução e processa a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 que estão sendo carregados. Os interruptores S_2 e S_3 encontram-se bloqueados e o capacitor C_3 alimenta a carga R . Essa etapa de operação é igual à mostrada na Figura 17 e, conforme se pode observar, não há influência do *snubber* no circuito equivalente. A mesma é finalizada a partir do instante que o interruptor S_1 é comandado a bloquear, dando início a próxima etapa.

Figura 42 – Quarta etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.



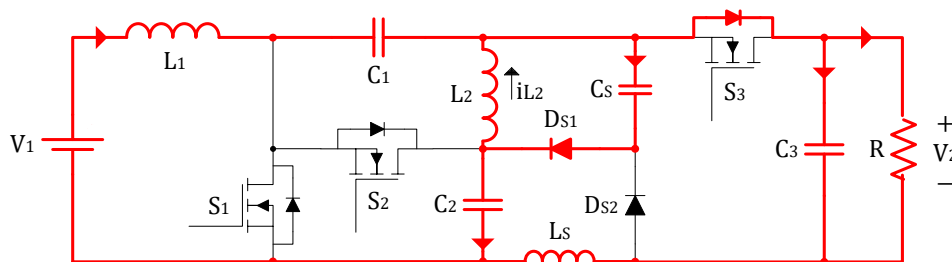
Fonte: Autoria Própria.

3.6.2.5 Quinta etapa – modo elevador

A quinta etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente tem seu início quando o interruptor S_1 é comando a bloquear e, conseqüentemente, o diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_3 fica diretamente polarizado, iniciando sua condução. A partir do início da etapa de operação, a corrente sobre o interruptor S_3 começa a crescer e é por meio deste semiconductor que se entrega energia para o capacitor C_3 e também para a carga R . O circuito equivalente dessa etapa está apresentado na Figura 43.

A energia armazenada no capacitor do *snubber* C_S , recebida na terceira etapa de operação, leva a polarização e entrada em condução do diodo D_{S1} e o final dessa etapa ocorre no instante em que toda a energia armazenada no capacitor C_S é entregue ao circuito, cessando a corrente que circulava pelo diodo D_{S1} e o mesmo bloqueia, ocorrendo o início da próxima etapa de operação.

Figura 43 – Quinta etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.

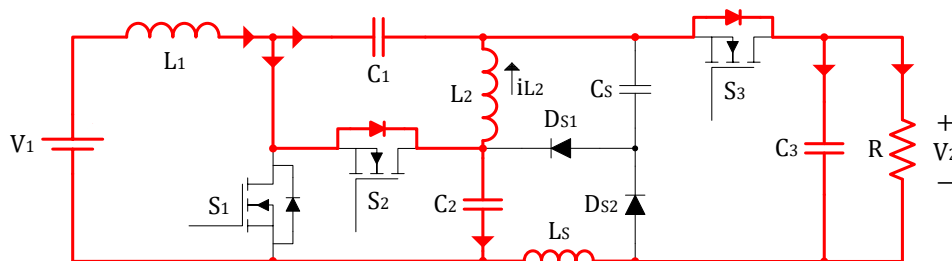


Fonte: Autoria Própria.

3.6.2.6 Sexta etapa – modo elevador

Por fim, a sexta etapa de operação tem seu início quando o diodo D_{S1} é bloqueado. O bloqueio desse diodo permite a condução do diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_2 , fazendo que o mesmo entre em condução. O circuito equivalente para essa etapa está mostrado na Figura 44.

Figura 44 – Sexta etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Justamente nesta etapa que se tem os capacitores C_1 e C_2 conectados em série e estes em paralelo com o capacitor C_3 . Porém, com o *snubber* proposto, nota-se a indutância L_S no caminho da corrente, limitando sua derivada. Com a

limitação da derivada se tem a solução para o problema dos picos de corrente causados pela diferença instantânea entre as tensões dos capacitores.

Conforme comentado anteriormente, a corrente em que o diodo do interruptor S_3 encontra-se submetido cresce linearmente durante toda a etapa. Os indutores L_1 e L_2 entregam energia. No instante em que a corrente que circula pelo indutor L_1 se iguala ao valor de corrente que circula pelo indutor L_S , o diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_2 bloqueia, dando início a próxima etapa de operação.

É importante destacar dois pontos: o primeiro refere-se ao bloqueio do diodo do interruptor S_2 que ocorre quando a corrente chega a zero, obtendo um bloqueio suave e reduzindo a recuperação reversa; e o segundo ponto observado refere-se a corrente que circula pelo diodo do interruptor S_3 , sendo igual a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 .

Na observância das etapas de operação do conversor para esse modo de operação, pode-se observar que o *snubber* passivo de corrente proposto traz a solução de dois “pontos críticos”, se assim pode-se dizer, da operação da topologia. O primeiro trata-se da eliminação do fenômeno de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores S_2 e S_3 . Por outro lado, o segundo ponto refere-se à eliminação dos picos de corrente oriundos da conexão em paralelo dos capacitores com valores instantâneos de tensão.

Em resumo, apresentam-se os pontos principais da operação do *snubber* de corrente do conversor para o modo de operação como elevador de tensão:

- ✓ No momento em que é comandado a conduzir o interruptor S_1 , o fenômeno de recuperação reversa no diodo intrínseco do interruptor S_3 é limitado pela indutância L_S , a qual armazena a energia – segunda etapa.
- ✓ A indutância L_S transfere a energia do fenômeno de recuperação reversa do diodo do interruptor S_3 para o capacitor C_S em um semiciclo ressonante – terceira etapa;
- ✓ O interruptor S_1 é comandado a bloquear, levando o diodo D_{S1} à condução. A energia da recuperação reversa armazenada no capacitor C_S é entregue ao capacitor C_2 e devolvida ao conversor – quinta etapa;

- ✓ O diodo intrínseco do interruptor S_2 bloqueia com corrente igual a zero não apresentado o fenômeno de recuperação reversa – sexta etapa.

Com relação a técnica de modulação PWM aplicada, pode-se observar nas etapas de operação mostradas, que o atraso de pulso α na entrada em condução do interruptor S_2 não traz nenhuma vantagem ou desvantagem para a operação da topologia neste modo de operação.

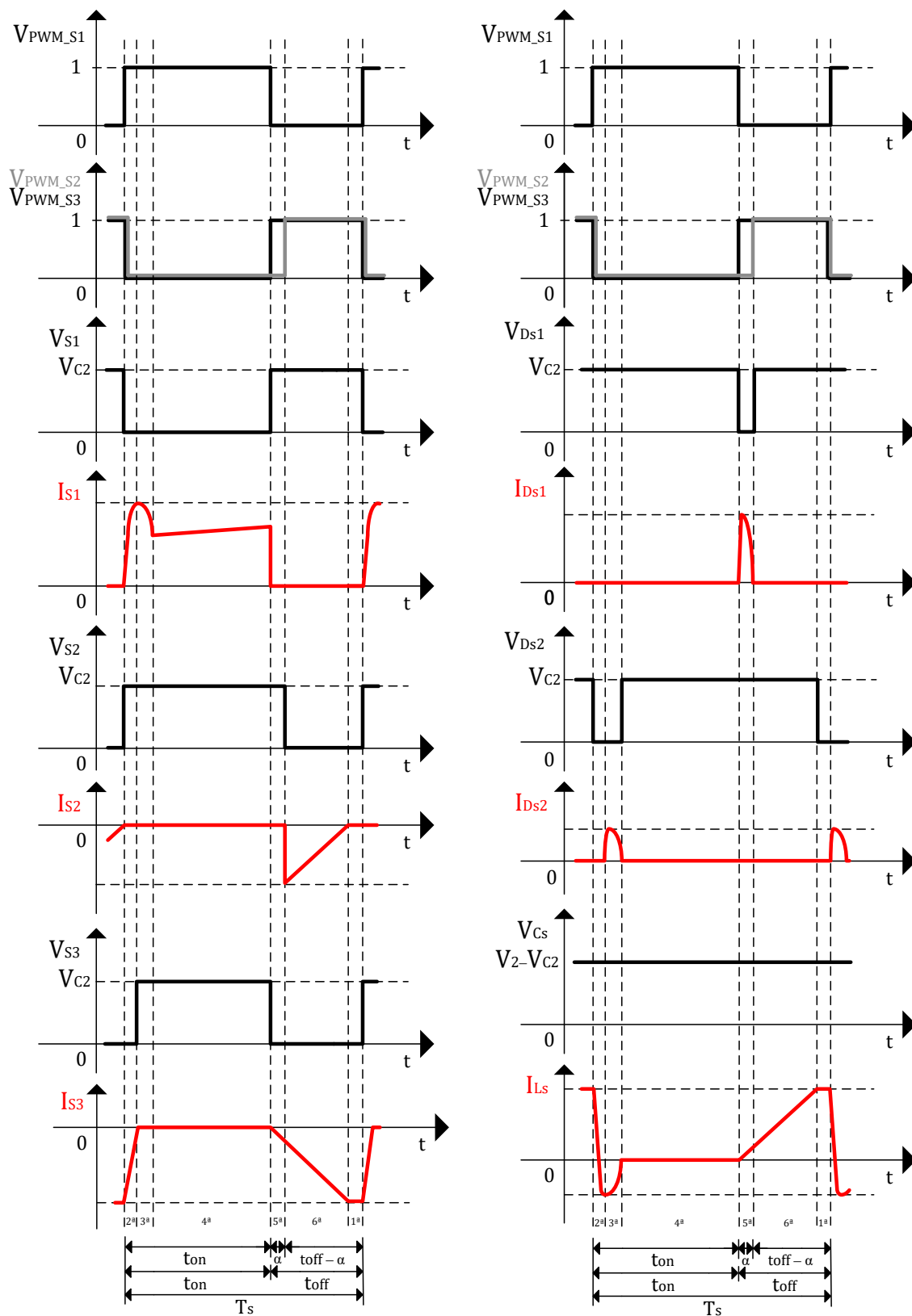
3.6.2.7 Formas de ondas – modo elevador

As formas de ondas do conversor operando com o *snubber* passivo de corrente estão apresentadas na Figura 45. Apresenta-se a corrente e a tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 , a corrente e a tensão sobre os diodos D_{S1} e D_{S2} , a corrente sobre o indutor L_S e a tensão sobre o capacitor C_S .

Ao observar as formas de ondas do conversor é importante ressaltar que os esforços de tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 não sofreram alterações com a inclusão do *snubber*, permanecendo todos submetidos à tensão do capacitor V_{C2} , anteriormente, mostrada e definida. Pode-se destacar como um ponto forte da topologia, sabido que esta tensão é inferior a V_2 .

Já a tensão em que os diodos do *snubber*, D_{S1} e D_{S2} , precisam suportar é a mesma tensão sobre os interruptores, ou seja, a tensão sobre o capacitor V_{C2} .

Figura 45 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o *snubber* – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

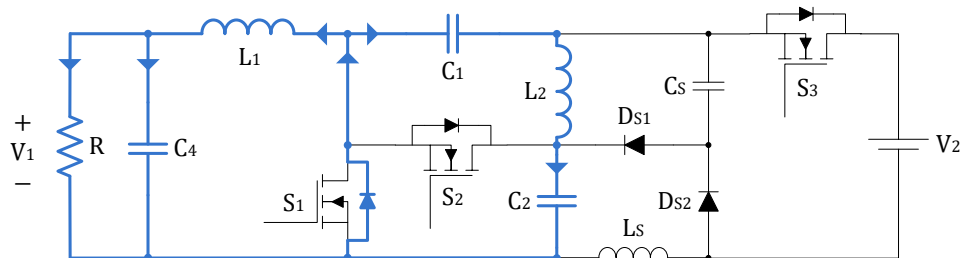
3.6.3 Modo Abaixador – Etapas de Operação com o *Snubber* Proposto

Novamente, considerando a operação do conversor em regime permanente e que todos os componentes são ideais, as etapas de operação da topologia com o *snubber* passivo de corrente para o modo abaixador são mostradas e descritas. Reitera-se que nesse sentido de operação a corrente flui da fonte V_2 para a fonte V_1 , estando representada em azul.

3.6.3.1 Primeira etapa – modo abaixador

Para iniciar a análise e a definição das etapas de operação do conversor proposto com *snubber* passivo de corrente, operando no modo abaixador de tensão, opta-se por definir como a primeira etapa, a qual está apresentada na Figura 46. Como pode-se observar, essa etapa é a etapa de roda livre do conversor.

Figura 46 – Primeira etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

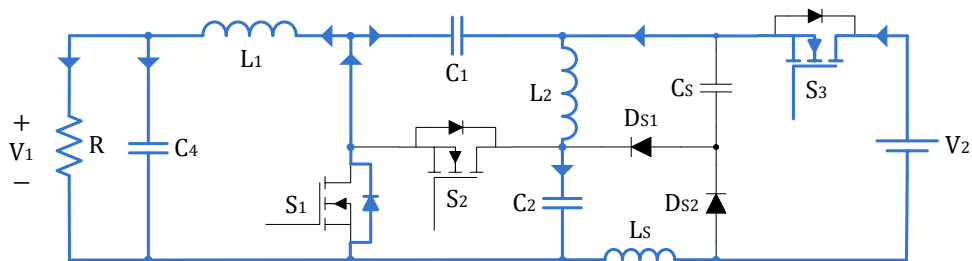
Durante essa etapa, o diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_1 processa a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 que se descarregam linearmente e entregam energia para o capacitor de filtro da saída C_4 e também para a carga R .

Em observação ao circuito equivalente da etapa, pode-se notar que este é igual ao apresentado na Figura 21, sendo que nenhum componente do *snubber* está em condução. O final desta etapa ocorre quando o interruptor S_3 é comanda a conduzir, gerando a segunda etapa de operação, a qual está apresentada na Figura 47.

3.6.3.2 Segunda etapa – modo abaixador

A segunda etapa de operação tem seu início no instante que o interruptor S_3 é comandado a conduzir e a corrente sobre este começa a crescer linearmente. De acordo com a técnica de modulação PWM proposta e anteriormente apresentada, o interruptor S_2 ainda encontra-se comandado a bloquear. O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Segunda etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

A defasagem do pulso de comando do interruptor S_2 se faz necessária para que o fenômeno de recuperação reversa do diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_1 fique limitado pela indutância L_S . Caso contrário, se o interruptor S_2 fosse comandado ao mesmo instante em que é comandado o interruptor S_3 , a corrente de recuperação reversa do diodo em antiparalelo do interruptor S_1 iria fluir pelo mesmo e o benefício do *snubber* de corrente não seria observado.

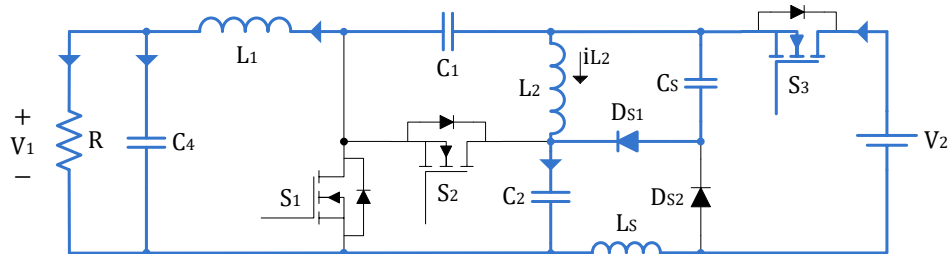
Com o atraso de pulso do interruptor S_2 , a indutância L_S presente no caminho da corrente elimina o fenômeno da recuperação reversa do diodo do interruptor S_1 , obtendo a comutação ZCS durante o seu bloqueio. A corrente em que o diodo do interruptor S_1 encontra-se submetido, a partir do início da condução do interruptor S_3 , decresce linearmente até chegar a zero e a energia da recuperação reversa é armazenada na indutância L_S .

Os indutores L_1 e L_2 estão sendo descarregados e esta etapa tem duração até que a corrente que circula no diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_1 chegue a zero, fazendo com que o mesmo bloqueie, dando início a próxima etapa de operação.

3.6.3.3 Terceira etapa – modo abaixador

A terceira etapa de operação do conversor operando com o *snubber* de corrente e tem seu início quando a corrente que circula pelo diodo intrínseco do interruptor S_1 se extingue. É importante ressaltar que a partir deste instante, ou seja, do início dessa etapa de operação, pode-se comandar a conduzir o interruptor S_2 , garantindo o benefício do *snubber* de corrente no que tange a recuperação reversa do diodo do interruptor S_1 . Na Figura 48 mostra-se o circuito equivalente da etapa.

Figura 48 – Terceira etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

O bloqueio do diodo do interruptor S_1 permite a condução do diodo D_{S1} do *snubber* de corrente, o qual está diretamente polarizando, entrando em condução e a energia começa ser entregue ao capacitor C_S . A partir do início dessa etapa, a corrente sobre o interruptor S_3 começa decrescer linearmente a medida que a corrente sobre o indutor L_S também decresce.

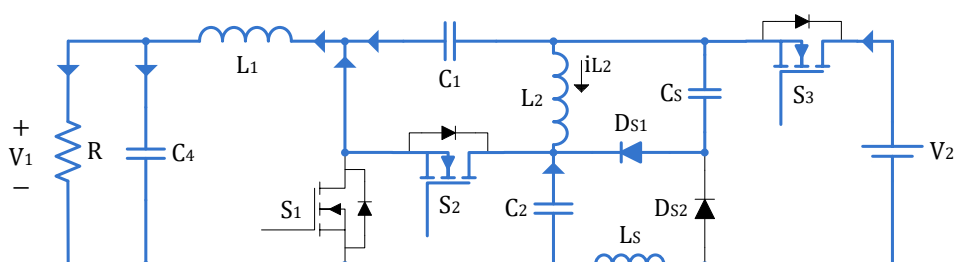
No início dessa etapa, os indutores L_1 e L_2 começam a ser carregados, armazenando energia, e essa etapa tem duração até que o interruptor S_2 seja comandado a conduzir. Vale ressaltar que essa etapa de operação somente será observada se o tempo de atraso α adotado for superior ao obtido em (3.52).

Reitera-se que o tempo de atraso de pulso α refere-se ao valor mínimo de atraso de pulso que se faz necessário para que o fenômeno de recuperação reversa do diodo do interruptor S_1 seja limitado por L_S . O tempo de duração dessa etapa de operação é igual ao valor de atraso de pulso adotado, subtraído de α . Caso seja adotado um atraso de pulso igual ao valor de α , essa etapa não é observada.

3.6.3.4 Quarta etapa – modo abaixador

A quarta etapa de operação tem seu início quando é comandado a conduzir o interruptor S_2 e, conseqüentemente, a corrente começa a fluir pelo mesmo. O circuito equivalente desta etapa está mostrado na Figura 49. A partir do instante em que o interruptor S_2 entra em condução, sua corrente cresce linearmente ao mesmo tempo que a corrente sobre o interruptor S_3 decresce linearmente.

Figura 49 – Quarta etapa de operação com o snubber – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Durante essa etapa, os indutores L_1 e L_2 estão sendo carregados pela fonte V_2 , a qual também entrega energia para o capacitor C_4 e para a carga R . O comando de condução do interruptor S_2 não interrompe a condução do diodo D_{S1} e o capacitor C_S continua ou inicia – dependendo se haverá ou não a terceira etapa – o armazenamento de energia.

O final dessa etapa de operação ocorre no instante que a corrente sobre o diodo D_{S1} iguala-se a zero, fazendo com que o mesmo bloqueie, levando ao início da quinta etapa de operação.

3.6.3.5 Quinta etapa – modo abaixador

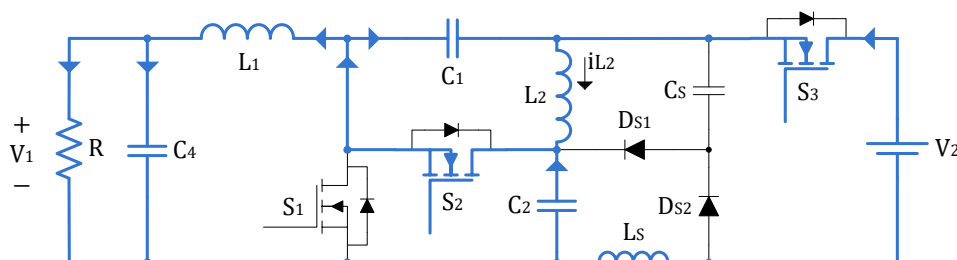
Conforme comentado anteriormente, a quinta etapa de operação tem seu início no instante em que ocorre o bloqueio do diodo D_{S1} . O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 50.

A corrente que circula sobre o interruptor S_2 continua crescendo linearmente da mesma forma que a corrente sobre o interruptor S_3 mantém-se decrescendo

durante toda a etapa. Porém, nos instantes finais desta etapa, a corrente sobre o interruptor S_3 se extingue – da mesma forma, a corrente sobre o indutor L_S também é igual a zero e este entrega toda sua energia ao circuito – e o interruptor S_2 assume a soma das correntes que circulam pelos indutores L_1 e L_2 . O bloqueio do interruptor S_3 se dá de forma suave, ou seja, com corrente igual a zero e as perdas no bloqueio são reduzidas.

Essa etapa de operação é finalizada quando a corrente que circula pelo interruptor S_3 e indutor L_S chega a zero, dando início a próxima etapa.

Figura 50 – Quinta etapa de operação com o snubber – modo abaixador.

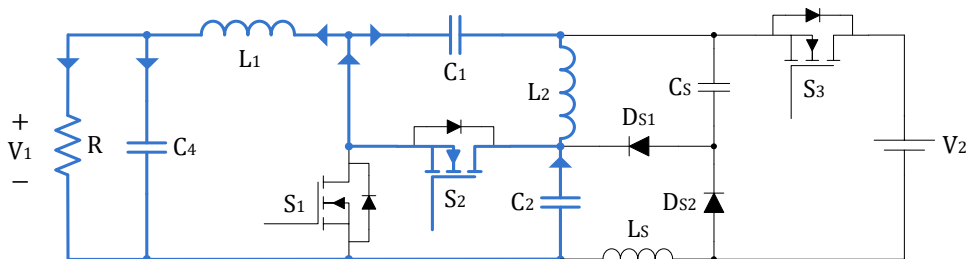


Fonte: Autoria Própria.

3.6.3.6 Sexta etapa – modo abaixador

A sexta etapa de operação tem seu início no instante em que ocorre o bloqueio do interruptor S_3 . O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 51 e o tempo em que esta ocorre é relativamente pequeno. Essa etapa se encerra no instante que são comandados a bloquear os interruptores S_2 e S_3 , permitindo o início da próxima etapa.

Figura 51 – Sexta etapa de operação com o snubber – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

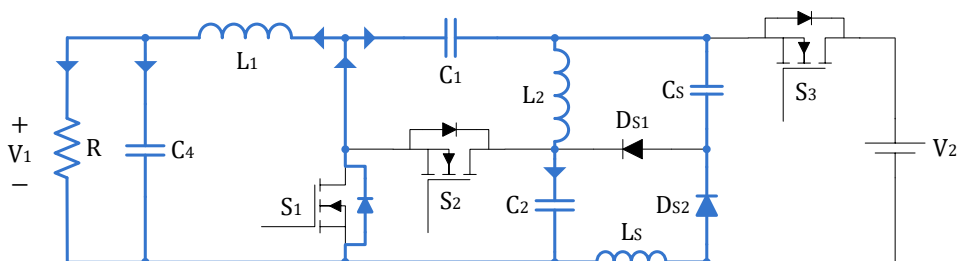
3.6.3.7 Sétima etapa – modo abaixador

A sétima etapa de operação tem seu início no instante em que é retirado o pulso de comando dos interruptores S_2 e S_3 . Conforme observado na etapa anterior, o interruptor S_3 já não processa mais corrente e o interruptor S_2 está submetido a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 .

Com a retirada do pulso de comando dos interruptores S_2 e S_3 , o diodo intrínseco do interruptor S_1 assume toda a corrente – soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 – que, anteriormente, era processada pelo interruptor S_2 , iniciando a etapa de roda livre do conversor.

Durante essa etapa de operação o diodo D_{S2} do *snubber* encontra-se diretamente polarizado e o capacitor C_S entrega energia, armazenada durante a terceira e/ou quarta etapa, para o circuito. A entrega dessa energia se dá por uma corrente que flui também por meio do indutor L_S , gerando um semiciclo ressonante entre os dois magnéticos, que cresce e em seguida decresce. Ao final do semiciclo, a corrente chega a zero novamente e o diodo D_{S2} bloqueia, repetindo a primeira etapa de operação. O circuito equivalente desta etapa está mostrado na Figura 52 .

Figura 52 – Sétima etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Em resumo, foram apresentados os pontos principais da operação do *snubber* de corrente do conversor para o modo de operação como abaixador de tensão:

- ✓ No momento em que é comandado a conduzir o interruptor S_3 , o fenômeno de recuperação reversa no diodo intrínseco do interruptor S_1 é limitado pela indutância L_S – segunda etapa.

- ✓ O capacitor C_S armazena energia – terceira e/ou quarta etapa;
- ✓ Ocorre o bloqueio do interruptor S_3 de forma suave com sua corrente limitada pela indutância L_S – quinta etapa;
- ✓ O capacitor C_S entrega energia ao circuito, a qual flui também pelo indutor L_S , gerando um semiciclo ressonante – sétima etapa.

Ressalta-se, novamente, que a terceira etapa de operação somente será observada se o tempo de atraso α adotado for superior ao obtido em (3.52).

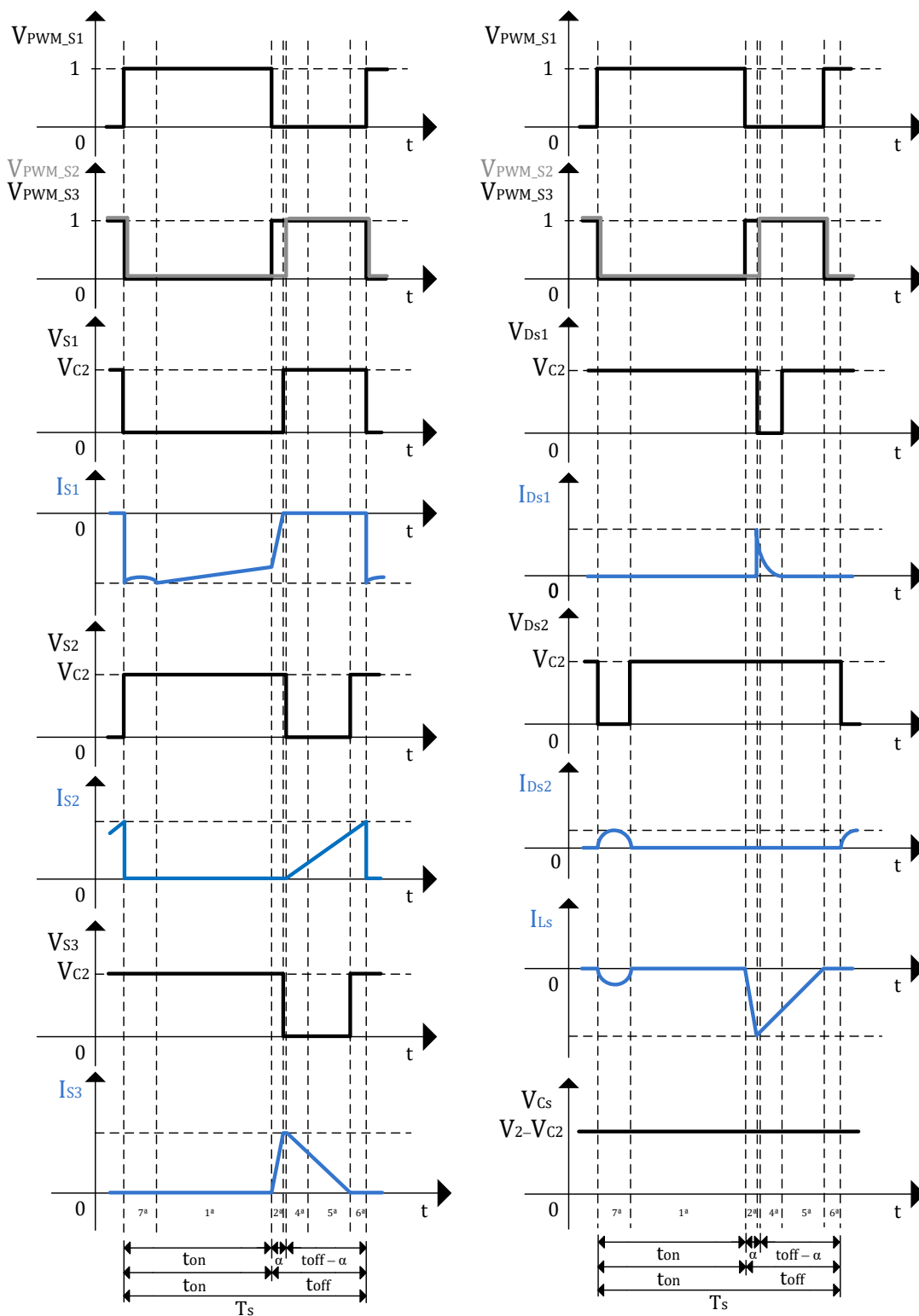
3.6.3.8 Formas de ondas – modo abaixador

Assim como no modo elevador, as formas de ondas do conversor operando com o *snubber* passivo de corrente para o modo abaixador estão apresentadas na Figura 53. Apresenta-se a corrente e a tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 , a corrente e a tensão sobre os diodos D_{S1} e D_{S2} , a corrente sobre o indutor L_S e a tensão sobre o capacitor C_S .

Ao observar as formas de ondas do conversor é importante ressaltar que os esforços de tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 não sofreram alterações com a inclusão do *snubber* em nenhum dos sentidos de operação, permanecendo todos submetidos à tensão do capacitor C_2 .

Da mesma forma, a tensão em que os diodos do *snubber*, D_{S1} e D_{S2} , precisam suportar é a mesma tensão sobre os interruptores, ou seja, a tensão sobre o capacitor C_2 , como no modo elevador.

Figura 53 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

3.6.4 Projeto do *Snubber* Passivo de Corrente Proposto

Na observância dos benefícios para a operação do conversor que o *snubber* passivo de corrente proposto propicia e, após a identificação de todas as etapas de operação da topologia com o circuito para os dois sentidos de operação, é possível realizar o projeto dos componentes do *snubber* para, posteriormente, realizar o projeto e implementação prática.

Para determinação dos componentes do *snubber*, faz-se necessário levar em consideração alguns critérios e parâmetros de projeto. Sabe-se que este é responsável pela limitação da corrente de recuperação reversa dos diodos dos interruptores. Desta forma, pode-se considerar qualquer etapa de operação que esteja sendo limitada a derivada de corrente para obter as expressões de projeto do *snubber* proposto.

A partir da segunda etapa de operação do conversor operando no modo abaixador, é possível obter (3.53), a qual é utilizada para determinar o valor da indutância L_S . O valor da indutância L_S pode ser obtido a partir de um pequeno valor superior de atraso *alpha* (α) com relação ao intervalo de tempo Δt_2 , apresentado nas formas de ondas teóricas do conversor com o *snubber* operando como abaixador, Figura 53. Assim, com (3.53) que define o intervalo de tempo Δt_2 , apresenta-se (3.53), a qual pode-se calcular o valor do indutor L_S .

$$L_S = \frac{\Delta t_2 (V_1 + V_{C2})}{(i_{L1} + i_{L2})} \approx 10 \mu H \quad (3.53)$$

Com relação ao valor obtido de indutância necessária para o indutor L_S , conclui-se que este é um valor relativamente baixo, o que leva a implementação de um indutor com peso e volume reduzido e, conseqüentemente, baixo custo.

Com a especificação do indutor do *snubber* L_S , o capacitor C_S pode ser obtido pela definição do período ressonante da transferência de energia. O período ressonante é o tempo Δt_5 , quinta etapa de operação do conversor operando no modo elevador. O tempo desta etapa é de, aproximadamente, $\Delta t_5 = 2 \mu s$. Logo, apresenta-se a equação para determinação do capacitor C_S em (3.54).

$$C_S = \frac{\Delta t_5^2}{4\pi^2 L_S} \approx 1\mu F \quad (3.54)$$

Por fim, para o dimensionamento dos diodos D_{S1} e D_{S2} , (3.55) pode ser utilizada, sendo a tensão máxima que estes permanecem submetidos, obtida por meio da análise das formas de ondas teóricas. O período de condução dos diodos do *snubber* é reduzido e corrente média sobre estes é baixa.

$$V_{D_{S1}} = V_{D_{S2}} = V_{C2} = \frac{V_1}{1-D} = 174V \quad (3.55)$$

3.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Apresenta-se, neste item, os resultados experimentais obtidos com a implementação prática da topologia proposta juntamente com o *snubber* passivo de corrente anteriormente descrito. Na Tabela 4, mencionam-se todos os componentes utilizados na placa de potência.

A implementação do sistema de comando e controle se deu por meio da utilização do circuito integrado UC-3524, sendo que os pulsos complementares foram implementados analogicamente por meio de portas lógicas. Para configurar o atraso de pulso *alpha*, apenas realizou-se o ajuste do tempo morto diferente dos interruptores S_2 e S_3 . Para a aquisição das formas de ondas, utilizou-se o osciloscópio Tektronix MDO-3014, sendo que o esquemático implementado está mostrado Apêndice C.

Tabela 4 – Valores dos componentes utilizados no protótipo – SEPIC Modificado.

Componente	Valor e descrição
Indutor (L_1)	Indutância: $370\mu H$ Número de espiras: 42 Fio condutor: 4 x (50/34) Litz Núcleo: <i>EE</i> – 55
Indutor (L_2)	Indutância: $2,31mH$ Número de espiras: 67 Fio condutor: 1 x (50/34) Litz Núcleo: <i>EE</i> – 30/14

Capacitores (C_1) e (C_2)	Poliéster: $4,7\mu F / 250V$
Capacitor (C_3)	Eletrolítico: $220\mu F / 400V$
Capacitor (C_4)	Eletrolítico: $4700\mu F / 63V$
Interruptores (S_1 , S_2 e S_3)	IRFP-4868PbF: $70A / 300V / 25,5m\Omega$
Indutor (L_S)	Indutância: $10\mu H$ Número de espiras: 11 Fio condutor: 1x20 AWG Núcleo: <i>EE</i> – 20
Capacitor (C_S)	Poliéster: $1\mu F / 250V$
Diodos (D_{S1} e D_{S2})	MUR1560

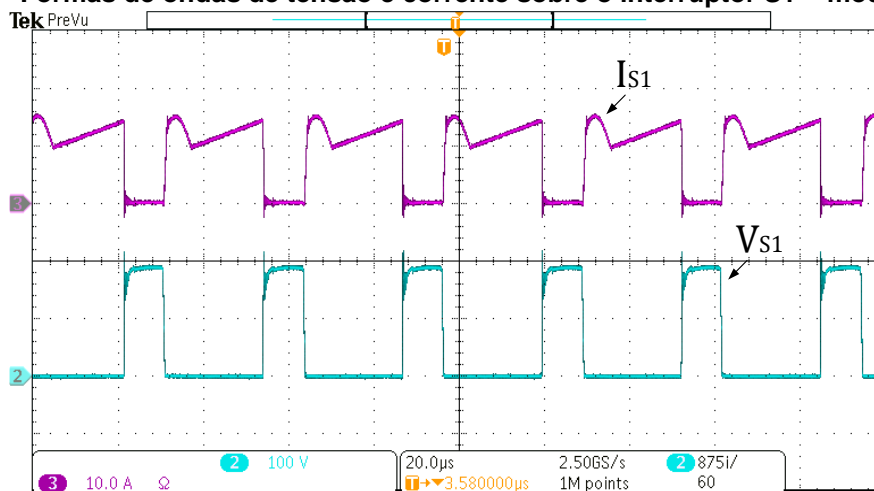
Fonte: Autoria Própria

3.7.1 Operação no Modo Elevador

Opta-se, em princípio, de apresentar os resultados experimentais do conversor operando com a corrente fluindo da fonte V_1 para a fonte V_2 , ou seja, como elevador de tensão. Para toda a análise, considerou-se a operação do conversor nas características nominais de projeto, ou seja, tensão V_1 de 48 V, tensão V_2 de 300 V e potência de saída igual a 500 W. Os demais parâmetros estão apresentados na Tabela 2.

A primeira forma de onda apresentada está mostrada na Figura 54, onde se expõem a corrente e a tensão sobre o interruptor S_1 . Com relação a tensão sobre o interruptor, observa-se uma pequena sobretensão proveniente do *layout* da placa. O valor máximo de tensão observado foi de 210 V. Esperava-se, de acordo com a forma de onda teórica de tensão sobre o interruptor, apresentada anteriormente, uma tensão de, aproximadamente, 182 V levando em consideração a ondulação de tensão no capacitor C_2 .

Figura 54 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S1 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

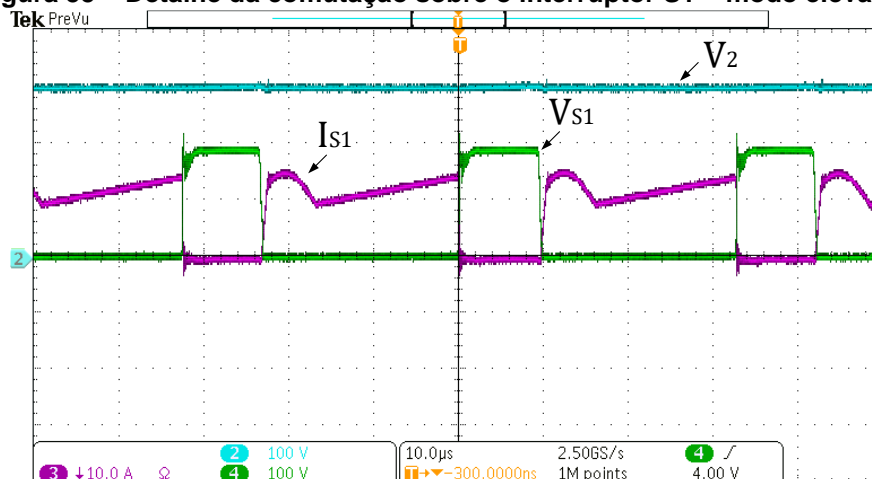
Ao se tratar da forma de onda de corrente sobre o interruptor, após comando do mesmo e o início do crescimento da corrente, observa-se um semicírculo proveniente da ressonância do *snubber* de corrente. Na sequência, observa-se que a corrente sobre o interruptor cresce em rampa até que o mesmo seja comando a bloquear. Esse interruptor processa a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 . Obteve-se, para o valor eficaz de corrente sobre o interruptor, 10,7 A.

Na continuidade da análise das formas de ondas sobre o interruptor S_1 apresenta-se na Figura 55 o detalhe de sua comutação. Pode-se observar que a entrada em condução do interruptor é suave, obtendo uma comutação do tipo ZCS na entrada em condução, devido a presença do indutor L_S do *snubber* no caminho da corrente. Essa comutação contribui para o acréscimo no rendimento global do conversor. Observa-se que o bloqueio deste interruptor é dissipativo. Apresenta-se também a forma de onda da tensão V_2 para referência, podendo ser observado o esforço de tensão reduzido sobre o interruptor assim como nos demais da topologia.

As formas de ondas no interruptor S_2 estão apresentadas na Figura 56. Como se pode observar, não há sobretensão durante a comutação do interruptor e o valor máximo de tensão observado foi igual a 194 V, sendo aproximadamente o valor da tensão do capacitor C_2 . Ao se tratar da corrente sobre o interruptor S_2 nota-se que esta flui em sentido contrário. Esse fato indica que a corrente passa pelo diodo intrínseco do interruptor. O valor eficaz de corrente sobre o interruptor observado foi de 2,47 A.

Novamente, com o intuito de observar a comutação do interruptor S_2 , mostram-se na Figura 57 as formas de ondas de tensão e corrente em detalhe. Nota-se que somente há crescimento da corrente – negativa por estar operando no modo elevador – após o comando do interruptor que é feito complementar a S_1 acrescido o tempo de atraso de pulso α , anteriormente comentado.

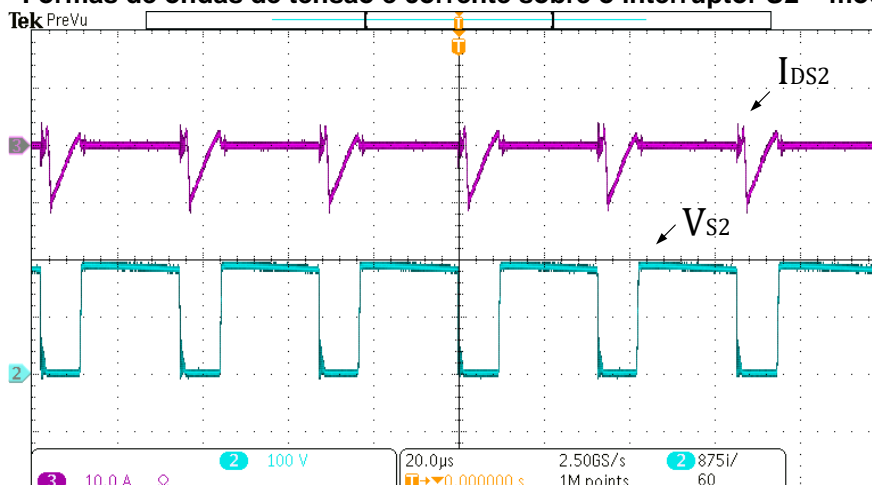
Figura 55 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S1 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

A entrada em condução do interruptor é ZCS, ou seja, com corrente nula. Além disso, observa-se também que o bloqueio do interruptor ocorre quando a corrente é próxima a zero. Nesse sentido, as perdas por comutação deste interruptor são reduzidas.

Figura 56 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S2 – modo elevador.

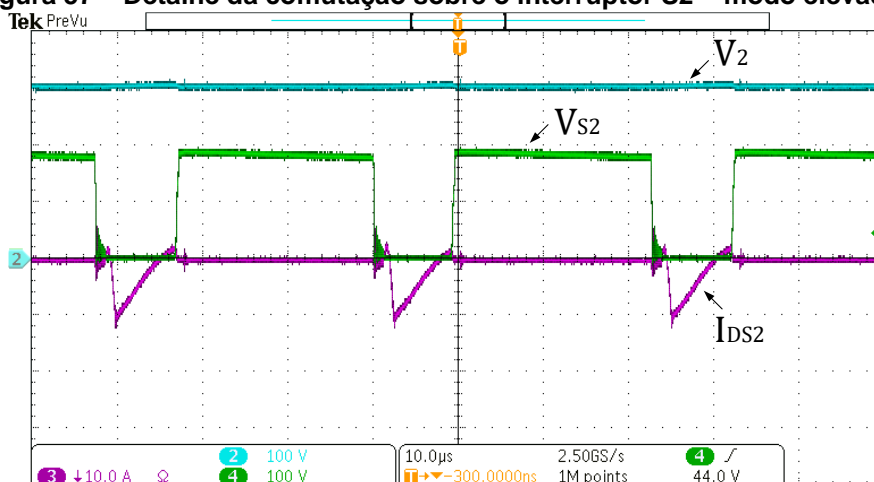


Fonte: Autoria Própria.

Concluindo a apresentação das formas de ondas sobre os interruptores, expressam-se na Figura 58 as formas de tensão e de corrente sobre o interruptor S_3 .

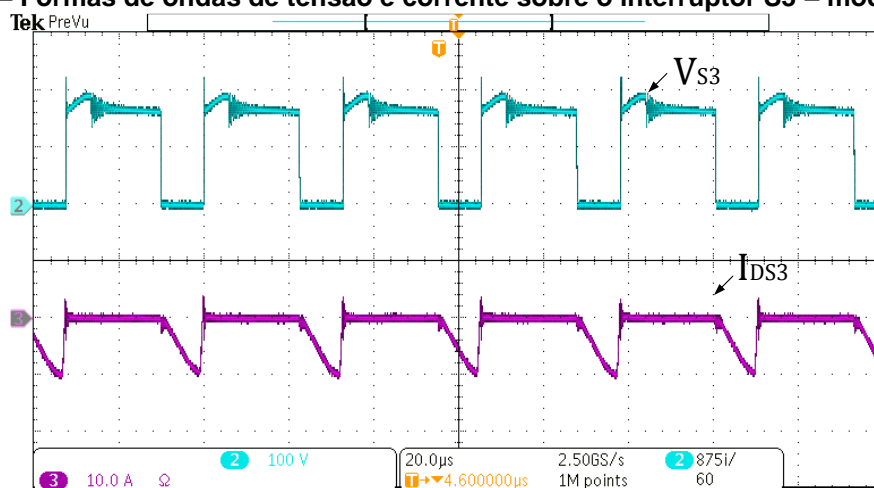
Ao observar a forma de onda da tensão, pode-se notar um pequeno efeito de sobretensão no momento do bloqueio, proveniente das não idealidades do *layout* da placa, e o valor máximo de tensão observado foi igual a 226 V. Repetidamente, comenta-se que o esforço de tensão sobre esse interruptor é inferior a tensão V_{C2} .

Figura 57 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S2 – modo elevador.



Sobre a corrente em que o interruptor S_3 conduz, nota-se que esta também é negativa, sendo que, outra vez, isso se dá pelo conversor estar operando como elevador de tensão e a corrente fluindo por meio do diodo intrínseco do interruptor. Obteve-se 3,51 A referente ao valor eficaz de corrente.

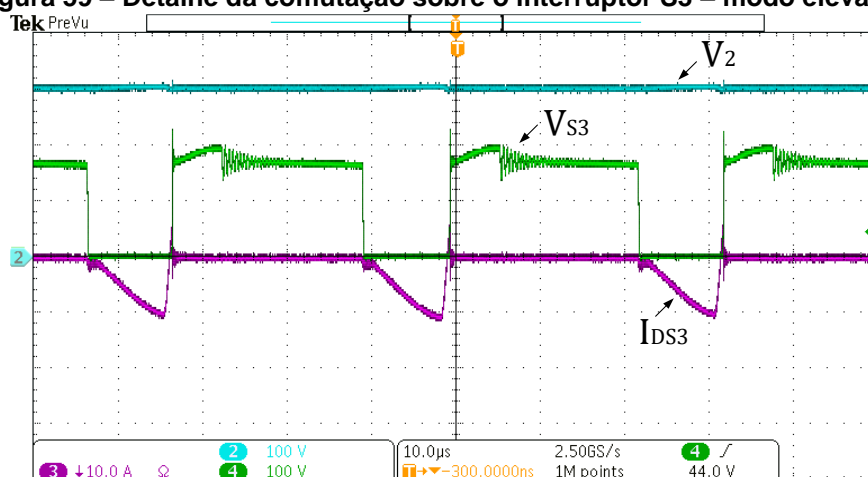
Figura 58 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S3 – modo elevador.



Na Figura 59, mostra-se o detalhe da comutação sobre o interruptor S_3 com as formas de ondas sobrepostas. Assim como nos outros interruptores, novamente se observa a entrada em condução suave, ou seja, ZCS. Ao se tratar do bloqueio,

observa-se que durante a retirada do pulso de comando do interruptor, a corrente vem decrescendo, limitada pelo indutor L_S do *snubber*. Sendo assim, os esforços durante a entrada em condução e o bloqueio do interruptor são reduzidos, permitindo a diminuição das perdas por comutação.

Figura 59 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S3 – modo elevador.



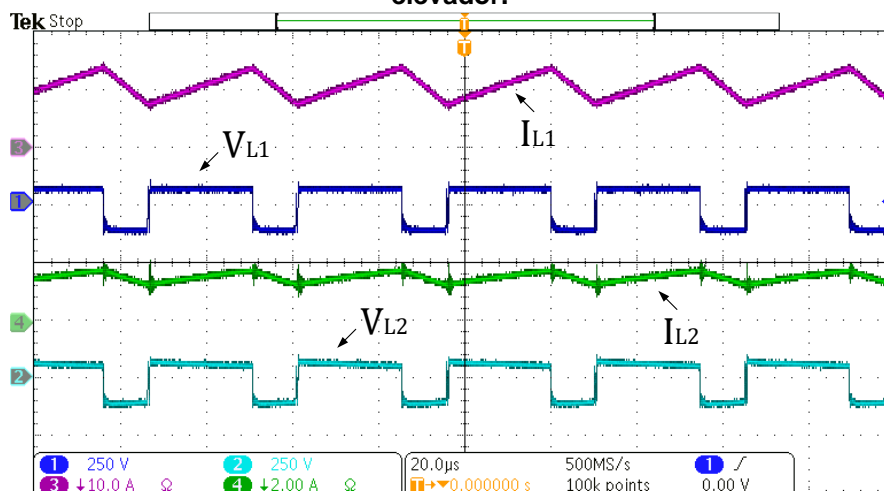
Fonte: Autoria Própria.

As formas de ondas apresentadas na Figura 60 referem-se a tensão e a corrente sobre os indutores L_1 e L_2 . Estes indutores ficam submetidos a corrente do lado de baixa tensão do conversor e de alta tensão, respectivamente. O valor médio de corrente sobre o indutor L_1 é igual ao valor médio da corrente de entrada do conversor, sendo obtido, durante os ensaios práticos, um valor de 10,93 A. Com relação a ondulação de corrente sobre este indutor, observou-se, aproximadamente, 30% conforme especificado no projeto.

Ao se tratar do indutor L_2 este encontra-se submetido ao valor médio da corrente do lado de elevada tensão do conversor, levando a um valor médio de corrente inferior quando comparado com o indutor L_1 . O valor médio de corrente obtido foi de 1,66A e, assim como no outro indutor, a ondulação ficou na faixa dos 30% conforme projetado.

Já os valores de tensão máxima e mínima sobre os indutores em questão alcançados foram, respectivamente, 51 V e -139 V para o indutor L_1 e 49 V e -136 V para o indutor L_2 .

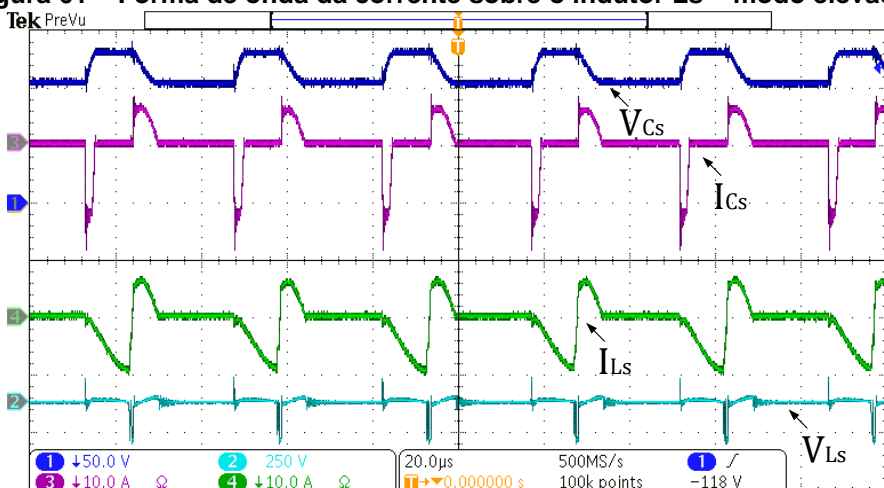
Figura 60 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L1 e L2 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 61 mostram-se as formas de ondas da corrente e de tensão sobre o capacitor e o indutor do *snubber*, C_S e L_S . A valor eficaz de corrente obtido foi igual a 3,89 A e 3,55 A para o indutor L_S e capacitor C_S , respectivamente.

Figura 61 – Forma de onda da corrente sobre o indutor L_S – modo elevador.



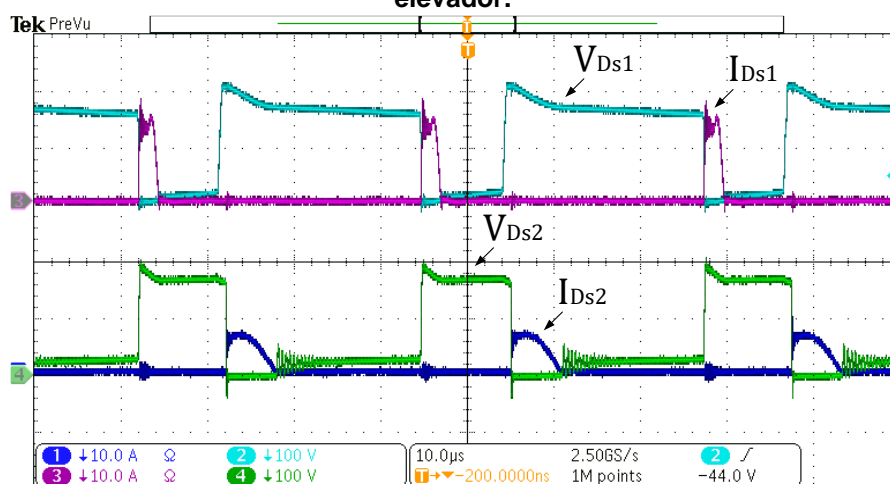
Fonte: Autoria Própria.

Na continuidade da apresentação das formas de ondas dos componentes do *snubber*, revela-se na Figura 62, as formas de ondas da tensão e da corrente nos diodos D_{S1} e D_{S2} . O valor eficaz de corrente e o valor máximo de tensão medidos foram iguais a 3,17 A e 208 V para o diodo D_{S1} e 2,16 A e 206 V para o diodo D_{S2} , respectivamente. Na observação da tensão sobre o diodo D_{S1} , pode-se notar que esta é igual a zero, levando o diodo à condução, durante a quarta etapa de operação

anteriormente mostrada. Já sobre o diodo D_{S2} , pode-se observar que este conduz durante a segunda etapa de operação, conforme anteriormente comentado.

Conforme pode-se observar, a energia que circula pelo *snubber* passivo de corrente é relativamente baixa.

Figura 62 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos D_{S1} e D_{S2} – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

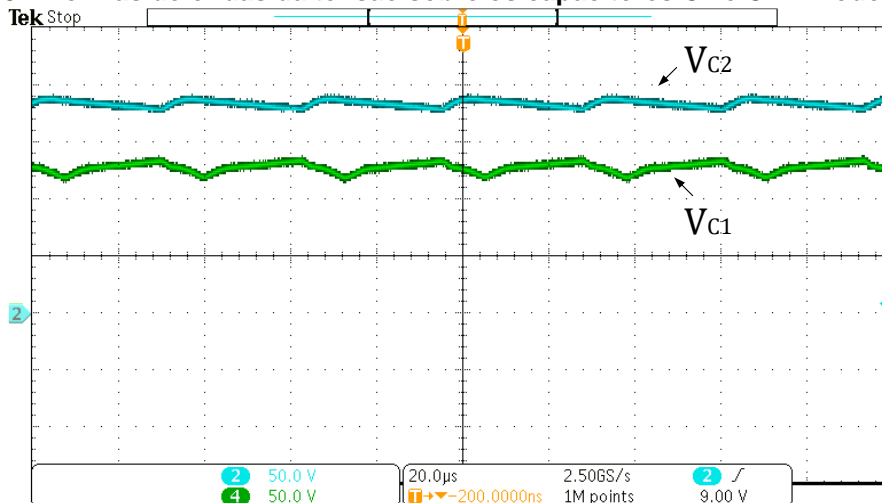
A tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 estão apresentadas na Figura 63 e seus valores médios, obtidos no laboratório, foram 127 V e 184 V, respectivamente. De acordo com os parâmetros de projeto, esperava-se uma ondulação de tensão igual a 10%, sendo essa observada durante os ensaios práticos. O valor máximo de tensão sobre os capacitor C_1 e C_2 obtidos foram 133 V e 194 V, respectivamente. Vale realçar que o valor máximo de tensão sobre os interruptores da topologia é igual a V_{C2} , o qual é inferior a tensão V_2 . A tensão sobre estes capacitores é igual a tensão de saída dos conversores clássicos *buck-boost* e *boost*.

Por fim, as últimas formas de ondas que se encontram mostradas na Figura 64, referem-se à tensão e corrente de entrada V_1 e a tensão e corrente de saída V_2 . Para a fonte V_1 o valor médio de tensão obtido foi igual a 48 V, conforme projetado. Ao se tratar do valor médio de corrente, chegou-se a 10,93 A. Com esses números, tem-se a potência na entrada do conversor igual a 525 W, aproximadamente.

Para a fonte de saída, ou seja, V_2 o valor médio de tensão observado foi igual a 300 V com um valor médio de corrente 1,66 A. Valores estes que geraram uma

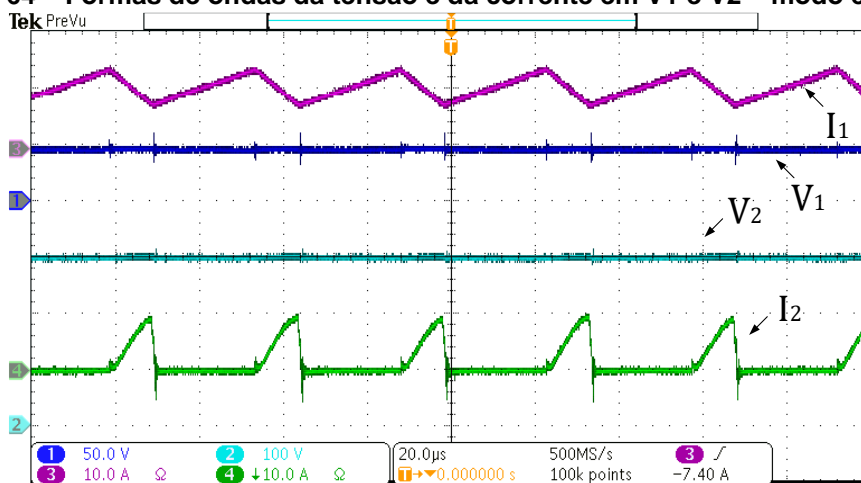
potência de saída igual a 500 W, aproximadamente. Observa-se baixa ondulação de tensão ficando de acordo com o projetado.

Figura 63 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C1 e C2 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 64 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V1 e V2 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

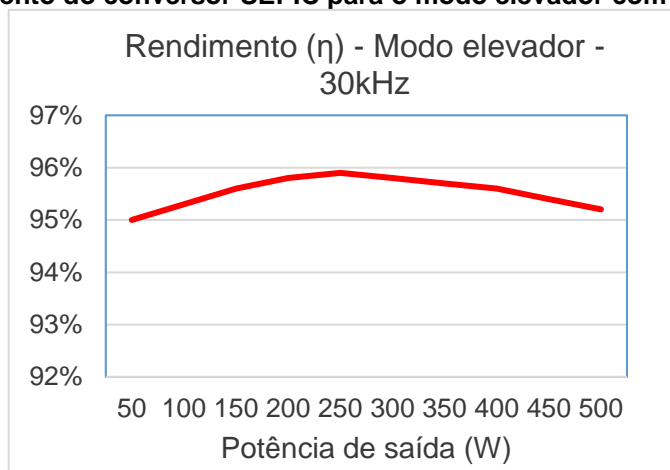
Com os dados apresentados neste item pode-se caracterizar a operação do conversor. Ao levar em consideração esse ponto de operação do conversor que representa as condições nominais de projeto da topologia, alcança-se um rendimento próximo aos 95,2%.

Ainda, para finalizar a apresentação dos resultados da topologia operando no modo elevador, além desse ponto, levantou-se também a curva de rendimento do conversor para diversas cargas, levando a topologia de 10% até a potência nominal.

A curva de rendimento para todos os pontos de operação considerados está apresentada na Figura 65 e o valor máximo de rendimento alcançado foi com 50% da

potência, chegando na casa dos 95,9% de rendimento. Para o menor valor de potência processada, ou seja, os 50 W, aproximadamente, obteve-se 95% de rendimento. Este valor é levemente inferior ao valor obtido em potência nominal.

Figura 65 – Rendimento do conversor SEPIC para o modo elevador com frequência de 30kHz.



Fonte: Autoria Própria.

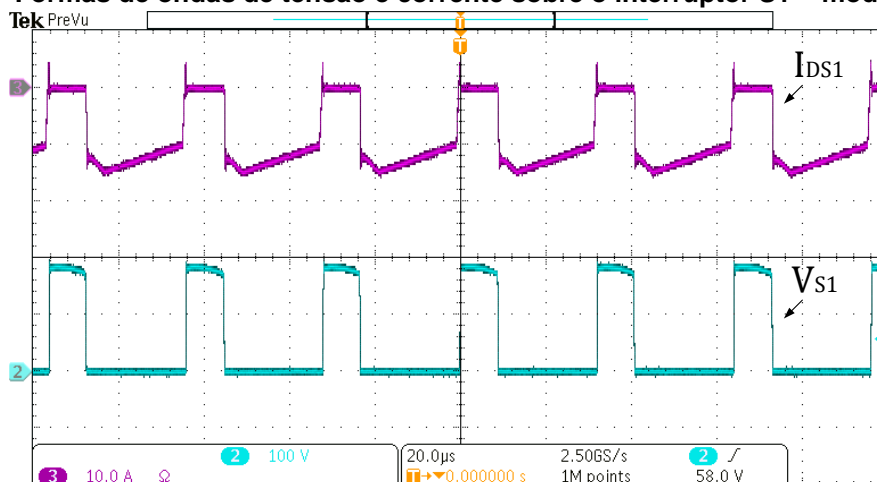
3.7.2 Operação no Modo Abaixador

De forma análoga ao modo elevador, apresentam-se os resultados experimentais, obtidos em laboratório, da topologia operando no modo abaixador. Neste modo, a corrente flui da fonte V_2 para a fonte V_1 . Todos os demais parâmetros e características de operação do conversor foram mantidas. Em razão disto, pode-se assim comparar os resultados da operação do conversor nos dois modos.

A primeira forma de onda apresentada está mostrada na Figura 66 e refere-se a tensão e a corrente sobre o interruptor S_1 . A tensão máxima em que o interruptor se encontrou submetido foi de 200 V, sendo este, aproximadamente, o valor de tensão do capacitor C_2 . Como se pode notar na forma de onda, praticamente não há sobretensão nos instantes de comutação do interruptor.

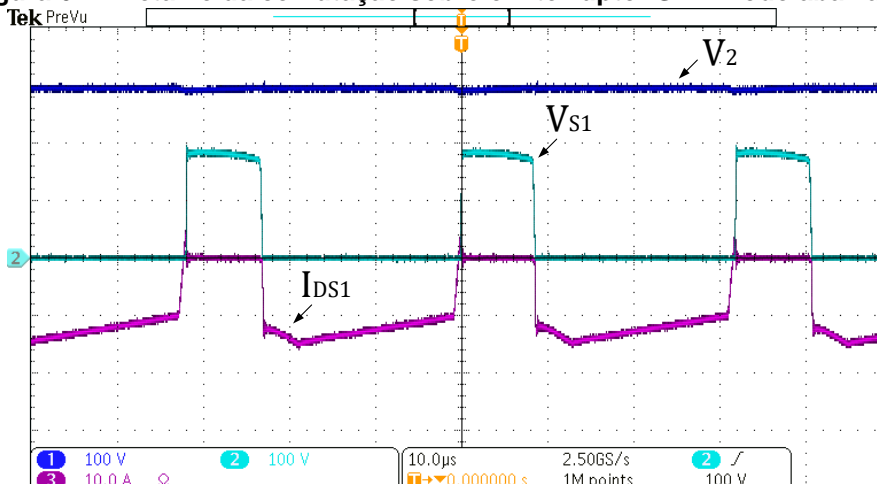
No que tange a corrente em que o interruptor esteve submetido, identifica-se que esta é negativa, ou seja, que flui pelo diodo intrínseco do interruptor. O valor eficaz de corrente medido em laboratório foi igual a 10,5 A.

Figura 66 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S1 – modo abaixador.



Com o intuito observar melhor a comutação do interruptor, mostra-se na Figura 67 a forma de onda da tensão e corrente sobrepostas. Pode-se observar que o bloqueio do interruptor é suave, limitado pela indutância L_S , obtendo uma comutação do tipo ZCS no bloqueio. Mostra-se ainda nesta forma de onda a tensão V_2 – lado de alta tensão do conversor – podendo observar que o esforço de tensão sobre o interruptor é reduzido, assim como nos demais.

Figura 67 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S1 – modo abaixador.

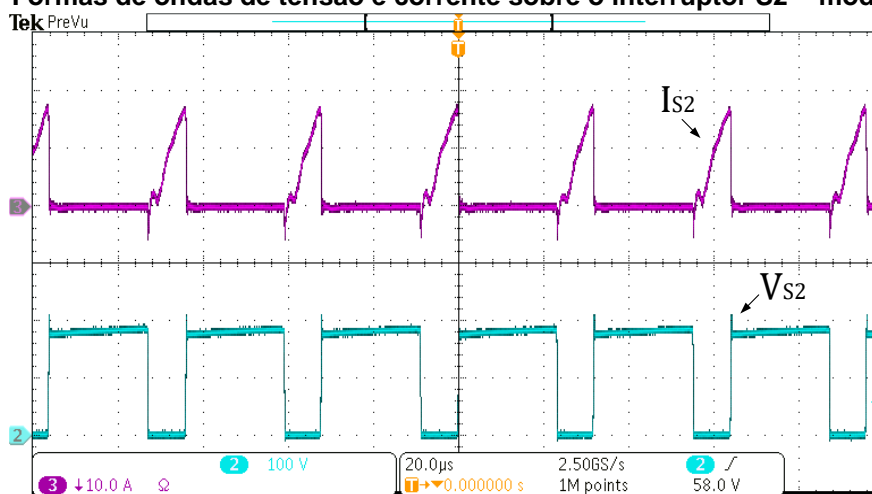


As formas de ondas em que o interruptor S_2 encontrou-se submetido estão apresentadas na Figura 68. Como se pode observar, há pequena sobretensão durante o bloqueio do interruptor e o valor máximo de tensão observado foi igual a 212 V. Essa sobretensão observada no instante do bloqueio é proveniente da indutância da trilha da placa de potência.

Ao se tratar da corrente sobre o interruptor S_2 nota-se que a forma de onda está de acordo com o esperado na análise teórica. Referente ao valor eficaz de corrente, chegou-se a 4,98 A no momento dos ensaios práticos.

Novamente, com o intuito de observar a comutação do interruptor, mostra-se na Figura 69, as formas de ondas de tensão e corrente sobrepostas. Nota-se que somente há crescimento da corrente após o comando do interruptor que é feito complementar a S_1 acrescido o tempo de atraso de pulso *alpha*, anteriormente comentado.

Figura 68 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S2 – modo abaixador.

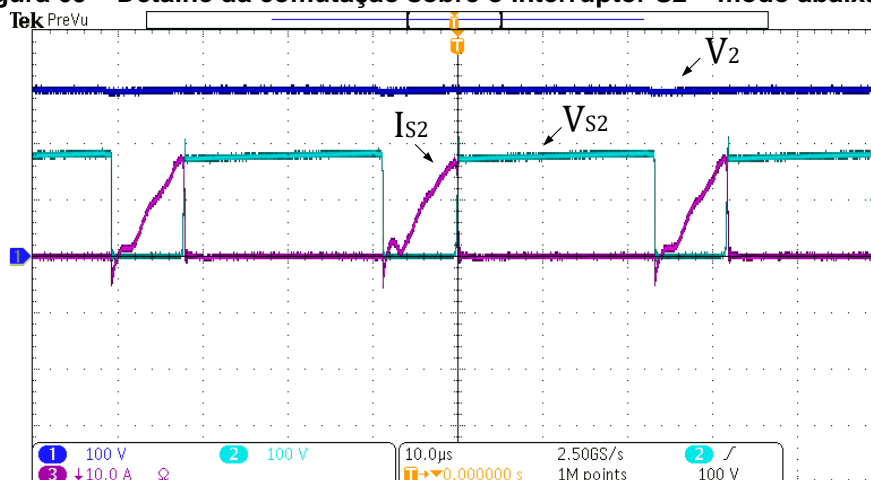


Fonte: Autoria Própria.

O atraso de pulso se faz necessário para que a corrente que circula pelo diodo intrínseco do interruptor S_1 chegue a zero e este bloqueie. O interruptor S_2 , conforme outrora comentado, somente pode ser comandado a conduzir a partir do instante em que a derivada de corrente, presente no bloqueio do diodo intrínseco do interruptor S_1 chegue a zero. Com relação à conexão em paralelo dos capacitores da topologia, que levava aos picos de correntes observados na simulação, esses são limitados pela indutância L_S do *snubber* de corrente.

Caso isto não seja respeitado, a segunda etapa de operação do conversor, operando neste modo, não ocorre e, conseqüentemente, se observa os picos de corrente a cada período de comutação.

Figura 69 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S_2 – modo abaixador.

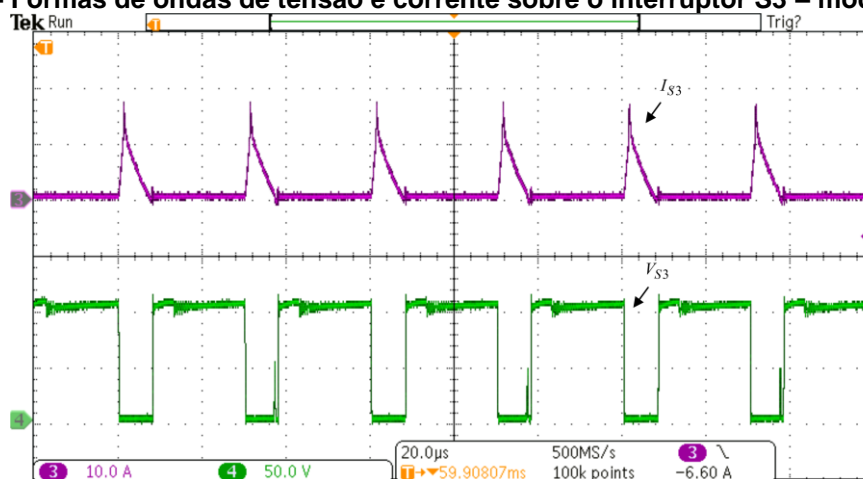


Fonte: Autoria Própria.

A entrada em condução do interruptor S_2 é ZVS, ou seja, com corrente nula. Além disso, observa-se que o bloqueio do interruptor ocorre de forma dissipativa.

Concluindo a apresentação das formas de ondas dos interruptores, expressa-se na Figura 70, a tensão e a corrente sobre o interruptor S_3 . Ao observar a forma de onda da tensão, pode-se concluir que não há sobretensão observada sendo que o valor máximo de tensão alcançado foi de 208 V. Repetidamente, comenta-se que o esforço de tensão sobre esse interruptor é inferior a tensão V_{C2} , assim como nos demais.

Figura 70 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_3 – modo abaixador.

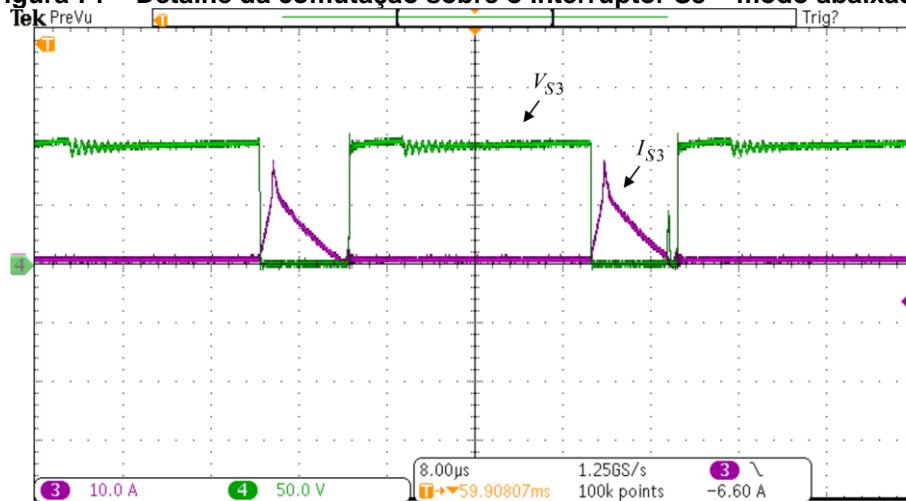


Fonte: Autoria Própria.

Sobre a corrente em que o interruptor S_3 processa, observou-se 4,23 A que se refere ao seu valor eficaz.

Na Figura 71, mostra-se o detalhe da comutação sobre o interruptor S_3 com as formas de ondas sobrepostas. Assim como nos outros interruptores, novamente se observa a entrada em condução suave, ou seja, ZCS. Ao se tratar do bloqueio, observa-se que durante a retirada do pulso de comando do interruptor, a corrente vem chegando a zero devido a atuação do *snubber*. Sendo assim, os esforços durante o bloqueio do interruptor são praticamente nulos, permitindo a diminuição das perdas por comutação.

Figura 71 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S3 – modo abaixador.

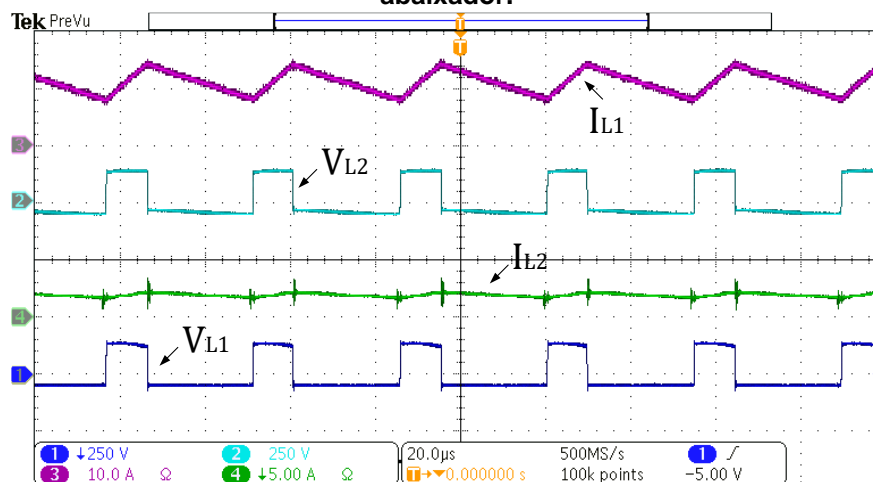


Fonte: Autoria Própria.

As formas de ondas apresentadas na Figura 72 referem-se a tensão e a corrente sobre os indutores L_1 e L_2 . Conforme anteriormente descrito, estes indutores ficam submetidos a corrente do lado de baixa e de alta tensão, respectivamente. O valor médio de corrente obtido durante os ensaios práticos, foi de 10,4 A para o indutor L_1 e de 1,73 A para o indutor L_2 .

Com relação a ondulação de corrente sobre estes indutores, observou-se, aproximadamente, 30% conforme especificado no projeto e validado anteriormente. Já ao se tratar do valor máximo e mínimo de tensão sobre os indutores em questão foram alcançados, 139 V e -50 V para o indutor L_1 e 137 V e -49 V para o indutor L_2 , respectivamente.

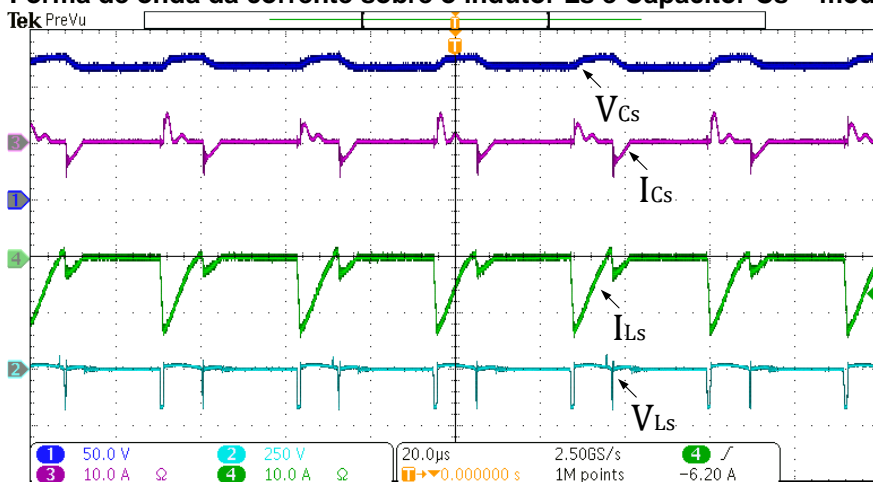
Figura 72 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L1 e L2 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 73 mostram-se as formas de ondas da corrente e de tensão sobre capacitor e o indutor do *snubber*, C_S e L_S . Os valores eficazes de corrente obtidos foram iguais a 4,02 A e 1,15 A para o indutor L_S e capacitor C_S , respectivamente.

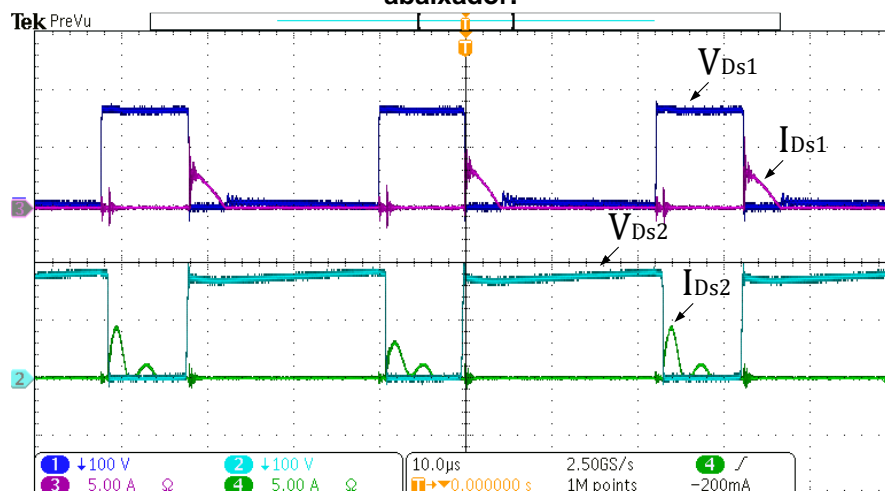
Figura 73 – Forma de onda da corrente sobre o indutor L_S e Capacitor C_S – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Na continuidade da apresentação das formas de ondas dos componentes do *snubber*, revela-se na Figura 74, as formas de ondas da tensão e da corrente nos diodos D_{S1} e D_{S2} . O valor eficaz de corrente e o valor máximo de tensão medidos foram iguais a 795mA e 184 V para o diodo D_{S1} e 744mA e 202 V para o diodo D_{S2} , respectivamente. Como pode-se notar, a energia que circula pelo *snubber* passivo de corrente para esse modo de operação é inferior quando comparada com o modo elevador.

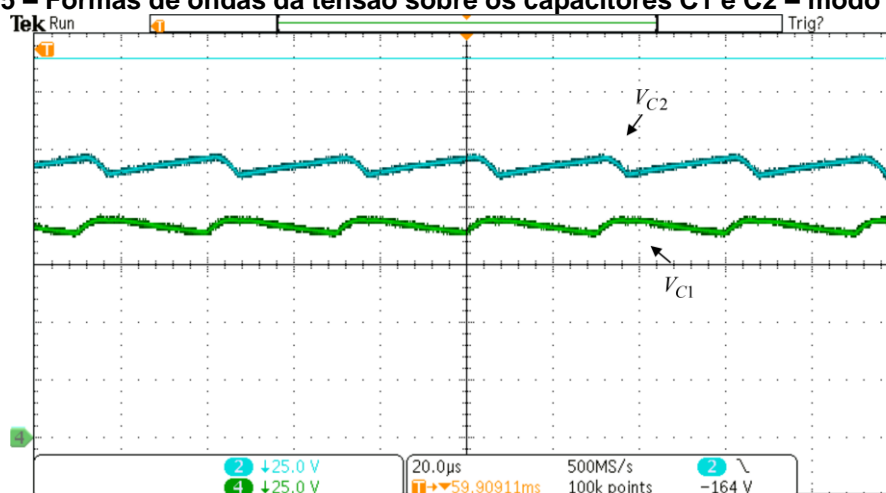
Figura 74 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos D_{s1} e D_{s2} – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

A tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 estão apresentadas na Figura 75 e seus valores médios, obtidos no laboratório, foram 123 V e 174 V, na sequência. De acordo com os parâmetros de projeto, esperava-se uma ondulação de tensão igual a 10%, sendo esta observada durante os ensaios práticos e anteriormente descrita. O valor máximo de tensão sobre os capacitor C_1 e C_2 obtidos foram 130 V e 183 V, respectivamente. Vale destacar novamente que o valor máximo de tensão sobre os interruptores da topologia é igual a V_{C2} , o qual é inferior a tensão V_2 .

Figura 75 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 – modo abaixador.



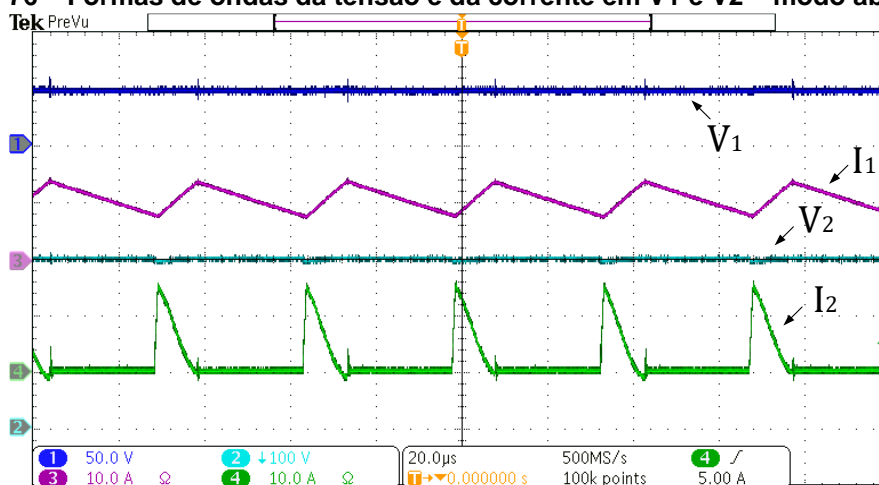
Fonte: Autoria Própria.

Por fim, as últimas formas de ondas, as quais se encontram mostradas na Figura 76, referem-se à tensão e a corrente das fontes V_1 e V_2 . Reitera-se que a fonte

V_1 refere-se a tensão de saída do conversor e, conseqüentemente, a fonte V_2 à entrada. Para a fonte V_1 o valor médio de tensão obtido foi igual a 48 V, conforme projetado. Ao se tratar do valor médio de corrente, chegou-se a 10,41 A. Com esses números, tem-se a potência na saída do conversor igual a 500 W, aproximadamente.

Para a fonte de saída, ou seja, V_2 o valor médio de tensão observado foi igual a 300 V com um valor médio de corrente 1,74 A. Valores estes que geraram uma potência de entrada igual a 521 W, aproximadamente. Observa-se baixa ondulação de tensão, ficando de acordo com o projetado.

Figura 76 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V1 e V2 – modo abaixador.



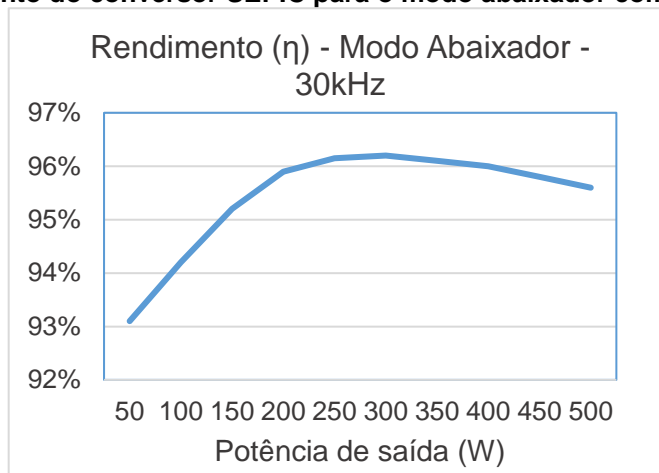
Fonte: Autoria Própria.

Com os dados apresentados neste item pode-se caracterizar a operação do conversor no modo abaixador de tensão. Ao levar em consideração o ponto de operação, o qual representa as condições nominais de projeto da topologia, conforme outrora comentado, alcançou-se um rendimento na casa dos 95,6%

Ainda, para finalizar a apresentação dos resultados da topologia operando no modo abaixador, além desse ponto, também se levantou a curva de rendimento do conversor para diversas cargas, levando a operação da topologia com uma potência de 10% até a sua potência nominal.

A curva de rendimento para todos os pontos de operação considerados está apresentada na Figura 77 e o valor máximo de rendimento alcançado foi na faixa dos 300 W da potência, chegando próximo aos 96,2% de rendimento. Para o menor valor de potência processada, ou seja, os 50W, aproximadamente, obteve-se 93,1% de rendimento.

Figura 77 – Rendimento do conversor SEPIC para o modo abaixador com frequência de 30kHz.



Fonte: Autoria Própria.

3.7.3 Rendimento do Conversor Operando com Frequência de 60kHz

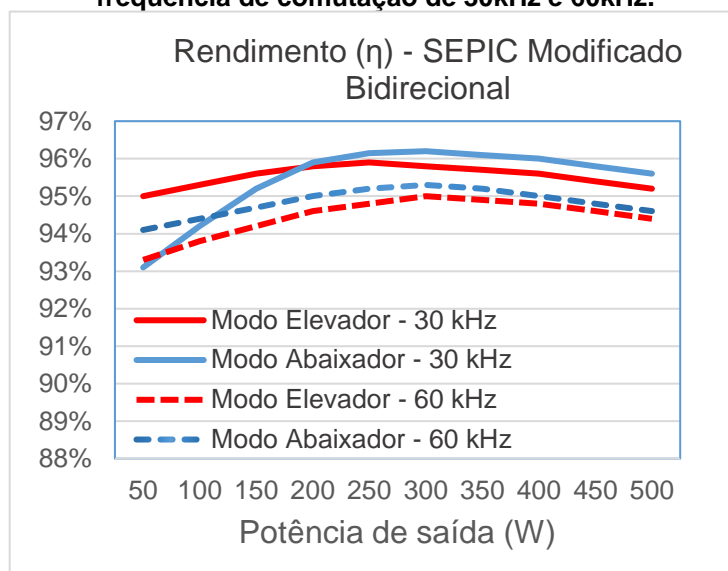
Além do rendimento com frequência de comutação igual a 30 kHz para os modos de operação como elevador e abaixador, mostrados na Figura 65 e na Figura 77, respectivamente, para melhor exemplificação, apresenta-se na Figura 78 as duas curvas, juntamente com as curvas de rendimento para os dois modos de operação da topologia operando com frequência de comutação igual a 60kHz. É importante ressaltar que apenas a frequência de comutação foi alterada e não foi reprojeto o conversor.

Neste sentido, é possível observar na Figura 78 as quatro curvas de rendimento de 10% até a potência nominal. Para potência nominal, ou seja, 500 W, obteve-se 94,4% e 94,6% para os modos elevador e abaixador, respectivamente. Quando comparado com os valores obtidos com frequência de comutação igual a 30kHz, chegou-se a 0,8% e 1,0% de redução no percentual de rendimento para os modos elevador e abaixador, na sequência.

Essa redução no rendimento deve-se a algumas comutações que são puramente dissipativas em alguns bloqueios dos interruptores para os modos elevador e abaixador. Neste caso, as perdas por comutação com frequência superior aumentam, fazendo com que haja diminuição no percentual de rendimento global da topologia.

Ainda observando a Figura 78 pode-se concluir que houve queda no rendimento do conversor – quando operando no modo abaixador e processando baixa potência – em função do aumento das perdas de comutação.

Figura 78 – Curvas de rendimento do conversor para os modos elevador e abaixador com frequência de comutação de 30kHz e 60kHz.



Fonte: Autoria Própria.

3.7.4 Operação em Malha Fechada

Para comprovar a operação bidirecional da topologia, implementa-se um controlador PI com filtro em malha fechada para controlar a corrente do lado de baixa tensão do conversor. Conforme pode ser observado, o diagrama de blocos do controlador está apresentado na Figura 79.

O controlador PI com filtro de corrente foi configurado para obter erro nulo em regime permanente e uma resposta transitória apropriada, sendo atribuído um valor de corrente positiva e negativa – o que representa a operação bidirecional – igual a 5 A para os dois sentidos.

Na Figura 80(a) mostra-se o transitório da corrente sobre o indutor L_1 na troca de operação do modo elevador para o modo abaixador, enquanto na Figura 80(b) apresenta-se o transitório da corrente sobre o indutor L_1 da transição do modo abaixador para o modo elevador, comprovando que a corrente é capaz de fluir nos dois sentidos.

Figura 79 – Conversor SEPIC Modificado Bidirecional com *snubber* de corrente e controlador de corrente em malha fechada.

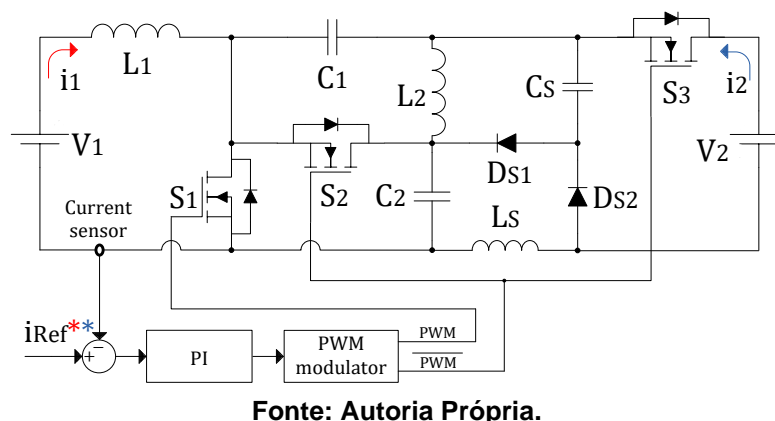
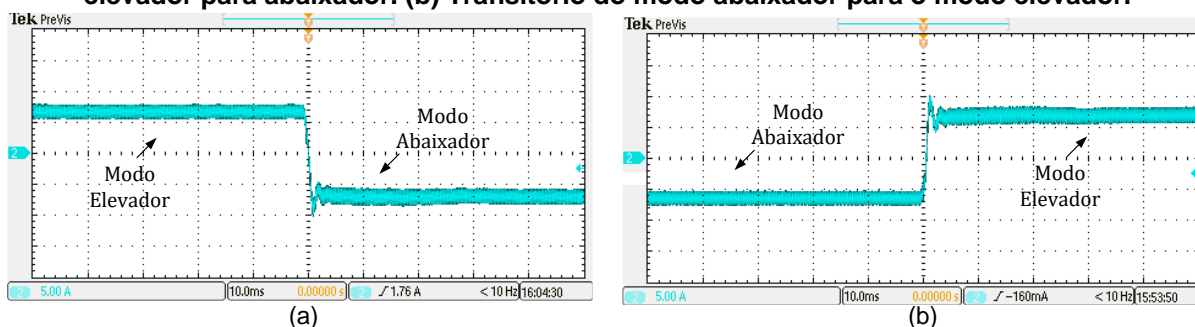


Figura 80 – Corrente sobre o indutor L1 operando em malha fechada. (a) Transitório do modo elevador para abaixador. (b) Transitório do modo abaixador para o modo elevador.



3.8 ANÁLISES DOS RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nos resultados apresentados, pode-se constatar a operação do conversor, bem como a possibilidade de aplicações práticas para a topologia. Com base na proposta, a qual surgiu baseada em um conversor unidirecional, observou-se sua operação bidirecional (HIRTH *et al.*, 2020).

Na discussão e apresentação dos princípios de operação e da análise matemática, realizou-se a caracterização do conversor. Além disso, na obtenção das equações que determinam os parâmetros de projetos, os quais foram validados por meio da simulação numérica, chegou-se à validação das equações, mostrando uma tabela comparativa.

Na observância da simulação, notou-se o problema com relação à comutação dos interruptores S_2 e S_3 , sendo mostrado e discutido ao longo da apresentação dos

resultados. Na verdade, trata-se de uma disparidade no valor instantâneo de tensão dos capacitores da topologia no momento que são conectados os capacitores C_1 e C_2 em série e estes ficam em paralelo com a fonte V_2 ou com o capacitor C_3 quando a saída é resistiva. Isto ocasionava, em determinados instantes da operação do conversor, elevados picos de corrente, os quais prejudicam a comutação os interruptores da topologia.

Além disso, ainda seguindo sobre esta questão, devem-se levar em consideração os problemas relacionados à recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores. Discutiu-se, acerca do assunto, no que tange a utilização de interruptores MOSFETs e interruptores e diodos em antiparalelo SiC, os quais não apresentam problemas de recuperação reversa.

Por um lado, os interruptores e diodos SiC poderiam ser uma solução de aplicação para a topologia, embora estes componentes tenham, normalmente, resistência de condução e/ou queda de tensão superior para um componente com o mesmo nível de tensão. Além disso, são mais caros, o que leva ao acréscimo no custo do conversor. Mas, por outro lado, mesmo com a aplicação de semicondutores SiC, estes estariam submetidos aos elevados picos de corrente provenientes da conexão em paralelos dos capacitores, conforme comentado acima.

A solução proposta, descrita e analisada, após a constatação do problema nas comutações, trata-se de um *snubber* passivo de corrente, o qual pode ser aplicado à topologia. O *snubber* de corrente é composto de um indutor, um capacitor e dois diodos, sendo estes, juntamente com a técnica de modulação PWM que deve ser aplicada à comutação dos interruptores, propiciam melhores condições a operação prática da topologia.

A proposta do *snubber* vem com dois propósitos. O primeiro se refere a limitação das correntes de recuperação reversa dos diodos em antiparalelo aos interruptores, favorecendo a comutação destes e permitindo a utilização de interruptores de qualquer tecnologia. O segundo ponto refere-se a eliminação dos picos de corrente proveniente da conexão dos capacitores C_1 e C_2 em série e estes em paralelo com C_3 , inserindo o indutor L_s em série, favorecendo a operação, e limitando os picos de corrente.

Para o modo elevador, a técnica de modulação PWM aplicada não se faz necessária e não traz prejuízos à operação. Ao observar as etapas de operação do

conversor operando neste modo, nota-se a redução do fenômeno da recuperação reversa do diodo intrínseco do interruptor S_3 , durante a segunda etapa de operação, limitada pelo indutor L_S .

Já para o modo abaixador, a técnica de modulação PWM proposta é indispensável, garantindo as etapas de operação e a operação conforme descritas. Ao observar as etapas de operação do conversor, pode-se notar que somente se deseja comandar o interruptor S_2 a conduzir, a partir do momento em que a corrente, a qual vem fluindo pelo diodo intrínseco do interruptor S_1 na segunda etapa de operação, chegue a zero e o diodo intrínseco do interruptor bloqueie.

Caso seja realizado o comando do interruptor S_2 antes da corrente que circula pelo diodo interruptor S_1 se extinguir, e assim realizar o bloqueio do diodo intrínseco do interruptor S_1 , a terceira etapa de operação da topologia operando no modo abaixador não é observada, perdendo o benefício do *snubber* de corrente.

Além da contribuição para eliminação dos picos de correntes, o *snubber* juntamente com a técnica de modulação PWM discutida, favorece todas as entradas em condução, dos três interruptores da topologia para os dois modos de operação. A topologia com o *snubber* de corrente apresenta todas as entradas em condução dos interruptores ZCS, ou seja, com corrente nula. Este fato contribui para o acréscimo em seu rendimento.

Outrossim, o *snubber* passivo de corrente também favorece o bloqueio de alguns interruptores. Observou-se que, para o modo elevador, o interruptor S_2 é comandado a bloquear com corrente nula ou muito próximo a zero. Com isso, se tem significativa redução nas perdas durante o bloqueio do interruptor. Na consideração da operação do conversor no modo abaixador, o interruptor S_3 também é comando a bloquear com corrente nula.

Outro ponto que é de bastante relevância refere-se aos esforços de tensão em que os semicondutores estão submetidos. Na topologia unidirecional do conversor, proposta por De Melo *et al.* (2010), os esforços de tensão em que os interruptores encontram-se submetidos é igual à tensão sobre o capacitor C_2 .

Em sua versão bidirecional, a qual vem sendo discutida neste trabalho, destaca-se que, mesmo com a inclusão do *snubber* passivo de corrente proposto, tal

característica foi mantida. Na observação das formas de ondas da tensão sobre os três interruptores, considerando os dois modos de operação da topologia, apenas o interruptor S_1 para o modo elevador apresentou pequena sobretensão, em torno de 20%, esta proveniente das não idealidades do *layout* da placa.

É importante destacar que uma topologia que propicia redução dos esforços de tensão sobre os semicondutores de potência, permite o emprego de semicondutores de menor tensão na qual, conseqüentemente, podem apresentar características elétricas mais atraentes.

Vale destacar que na topologia do conversor SEPIC convencional, os semicondutores de potência – interruptor e diodo para a versão unidirecional ou os dois interruptores para a versão bidirecional – ficam submetidos ao valor da tensão de saída acrescido do valor da tensão de entrada, levando assim os semicondutores de potência a estarem submetidos ao dobro da tensão, quando comparado à topologia denominada “SEPIC Modificado”.

Tanto na topologia unidirecional quanto na topologia bidirecional com a inclusão do *snubber* de corrente proposto, os esforços de tensão em que interruptores se encontram submetidos é igual a metade do valor que estariam submetidos caso fossem aplicados à topologia clássica do conversor SEPIC.

A respeito do rendimento alcançado, chegou-se a 95,2% e 95,6% para os modos elevador e abaixador, respectivamente, com frequência de 30kHz. Ressalta-se também que para a topologia operando próximo a metade de potência nominal de saída, os percentuais de rendimento são mais atraentes. Quando operando com frequência igual a 60kHz e potência de 500 W, obteve-se 94,4% e 94,6% de rendimento para os modos elevador e abaixador, na sequência. Ressalta-se também que para a topologia operando próximo a metade de potência nominal de saída, os percentuais de rendimento são mais atraentes para as duas frequências.

Para facilitar a compreensão, apresenta-se a Tabela 5 que consta os esforços de tensão e de corrente obtidos em laboratório para os dois modos de operação. Como pode-se observar, os esforços de tensão e de corrente para os dois modos são equivalentes. Além disso, os resultados apresentados em malha fechada, controlando a corrente sobre o indutor L_1 , demonstraram a possibilidade de operação bidirecional da topologia proposta e denominada “SEPIC Modificado Bidirecional”, possibilitando a corrente de fluir nos dois sentidos.

Tabela 5 – Esforços de tensão e corrente obtidos em laboratório – SEPIC Bidirecional.

Componente	Modo Elevador		Modo Abaixador	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Interruptor (S_1)	210 V	10,7 A	200 V	10,5 A
Interruptor (S_2)	194 V	2,47 A	212 V	4,98 A
Interruptor (S_3)	226 V	3,51 A	208 V	4,23 A
Indutor (L_S)	-	3,89 A	-	4,02 A
Diodo (D_{S1})	208 V	3,71 A	184 V	0,79 A
Diodo (D_{S2})	206 V	2,16 A	202 V	0,74 A

Fonte: Autoria Própria.

3.9 CONCLUSÃO

A primeira topologia proposta neste trabalho refere-se a um conversor bidirecional, de elevado ganho, baseado no conversor SEPIC Modificado. Foram apresentados os princípios de operação para os modos elevador e abaixador, a análise matemática, a validação das equações de projeto, uma simulação numérica, a proposta de um *snubber* passivo de corrente, o qual favorece a utilização da topologia, e os resultados experimentais obtidos em laboratório.

O conversor proposto e desenvolvido trata-se de uma topologia nova, a qual traz, de maneira geral, diversas características relevantes quando se trata de conversores CC-CC bidirecionais, não isolados e de elevado ganho. Neste sentido, notou-se uma topologia competitiva quando comparada com outras já propostas.

Os conversores bidirecionais trazem uma gama maior de aplicações quando comparados aos conversores unidirecionais. Neste sentido, a topologia proposta torna-se ainda mais atrativa quando comparada a outras. Além dessa característica, quando se trata de topologias de elevado ganho, o número de aplicações é ainda maior, possibilitando a utilização em energias renováveis, veículos elétricos, entre outros. Esta característica traz, muitas vezes, benefícios ao sistema ao qual o conversor se encontra inserido, dispensando a utilização de um conversor isolado, por exemplo.

A proposta do *snubber* passivo de corrente, o qual foi aliado à técnica de modulação PWM aplicada, trouxe diversos benefícios à topologia. Pode-se destacar

uma solução para o problema da conexão em paralelo dos capacitores C_1 e C_2 que, de acordo com a simulação numérica mostrada, ocasiona elevados picos de corrente, a cada etapa de operação, sobre os semicondutores de potência, inviabilizando a implementação prática da topologia.

Além disso, o *snubber* proposto permitiu a comutação suave ZCS – em todas as entradas em condução e em alguns bloqueios – dos interruptores que foram aplicados à topologia para ambos os modos de operação. Com isso, obtém-se um acréscimo no rendimento global da estrutura, o qual era muito baixo – na faixa dos 60% – sem a consideração do mesmo.

Um ponto de grande relevância da topologia são os esforços de tensão em que os semicondutores de potência se encontram submetidos. Conforme anteriormente comentado, a topologia proposta, mesmo com a inclusão do *snubber* de corrente, apresenta níveis de tensão reduzidos sobre os interruptores. Quando comparada ao SEPIC convencional, os esforços de tensão são equivalentes à metade, mantendo os parâmetros de projeto.

Ao se tratar do rendimento, obteve-se, em potência nominal, 95,2% e 95,6% para os modos elevador e abaixador, respectivamente, com frequência de comutação de 30kHz e potência de 500 W. Se levar em consideração que a topologia tem característica de elevado ganho e é bidirecional – além disso, sua implementação se deu com interruptores MOSFETs convencionais e núcleos de ferrite comuns – obtiveram-se bons percentuais de rendimento para os dois modos de operação.

Em valor próximo a metade da potência nominal, chegou-se em, aproximadamente, 95,9% e 96,1% de rendimento para os modos elevador e abaixador, respectivamente, com frequência de comutação de 30kHz. Esses percentuais são bastante expressivos para uma topologia que tem as características outrora mencionadas. Contudo, se comparado com topologias isoladas, as quais são compostas por um transformador ou um indutor acoplado, que apresentam percentuais de perdas mais expressivos e, conseqüentemente, um rendimento inferior.

Além disso, chegou-se a 94,4% e 94,6% de rendimento com frequência de comutação de 60kHz e potência de 500 W, reduzindo em 0,8% e 1% o rendimento do conversor com a comutação com o dobro de frequência para os modos elevador e abaixador, respectivamente. Vale destacar que o rendimento para os dois modos de

operação ficou próximo. Fato este que se justifica em função da análise dos esforços de corrente e de tensão, apresentados na Tabela 5, os quais não tiveram grandes divergências para a corrente fluindo nos dois sentidos. Também foram apresentados os resultados de operação em malha fechada, controlando a corrente sobre o indutor L_1 , comprovando a operação bidirecional da topologia.

Por fim, de maneira geral, obtiveram-se bons resultados com a proposta do conversor bidirecional, de elevado ganho e não isolado apresentado. Reitera-se que, quando comparado a outros conversores já propostos na literatura, este demonstrou ser uma boa opção e que pode trazer benefícios quando utilizando em uma aplicação que busque estas características. A comparação com a literatura, bem como com o segundo conversor desenvolvido, está mostrado na capítulo 5.

4 CONVERSOR PROPOSTO II – ĆUK COM INDUTOR CHAVEADO BIDIRECIONAL

Apresenta-se, nesse capítulo, a segunda topologia proposta de um conversor CC-CC de elevado ganho, a qual tem a possibilidade de operação bidirecional e é baseada no conversor Ćuk.

Está contido neste capítulo o estudo da topologia proposta, iniciando com o princípio de operação do conversor e finalizado na apresentação dos resultados experimentais obtidos em laboratório.

Apresentam-se as etapas de operação e as formas de ondas para os dois modos de operação (elevador e abaixador), juntamente com a análise matemática para o projeto da topologia. Além disso, mostram-se os resultados obtidos por meio da simulação numérica, os quais serão utilizados para a validação da análise teórica que também é mostrada.

Na sequência da apresentação do conversor, expõe-se sobre a proposta de um *snubber* passivo de corrente, o qual é aplicado à topologia. Descreve-se seu funcionamento, as etapas de operação para os dois sentidos e, além disso, comenta-se sobre os benefícios que este traz ao funcionamento da estrutura. Por fim, expressam-se os comentários acerca dos resultados experimentais obtidos.

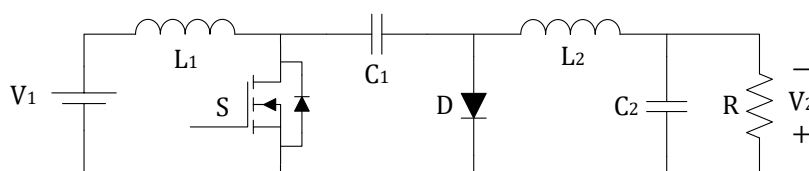
4.1 INTRODUÇÃO

A segunda topologia proposta neste trabalho é baseada no conversor Ćuk. O conversor Ćuk clássico está mostrado na Figura 81 e tem sua característica de entrada e de saída representadas por fontes de corrente. Além disso, a polaridade da tensão de saída é invertida com relação à entrada. Essas características podem ser vantajosas, ou não, dependendo da aplicação do conversor. Além disso, os esforços de tensão sobre os semicondutores de potência – interruptor e diodo – são iguais a soma da tensão de entrada e saída.

Da topologia clássica do conversor Ćuk unidirecional, propõe-se a substituição do indutor de entrada e do interruptor principal por uma célula de indutor chaveado, a qual é composta por dois indutores e dois interruptores. Esta célula permite elevar o ganho estático da topologia, a redução dos esforços de tensão sobre o interruptor principal – que agora é dividido em dois – e a divisão dos esforços de

corrente de entrada do conversor. Essa topologia – conversor Ćuk clássico com a inclusão da técnica de indutor chaveado – está apresentada na Figura 82.

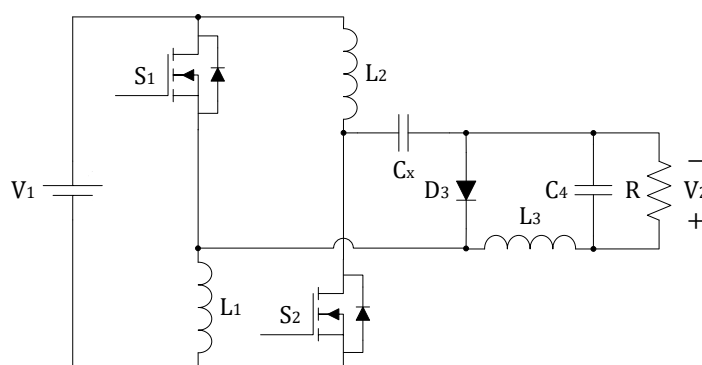
Figura 81 – Conversor Ćuk clássico unidirecional.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2000).

O conversor mostrado na Figura 82 também tem a polaridade da tensão de saída invertida com relação à entrada. O tipo de fonte de entrada e saída do conversor também se caracteriza por uma fonte de corrente, porém devido a aplicação da técnica de indutor chaveado na topologia, uma ondulação de corrente maior na fonte V_1 é observada.

Figura 82 – Conversor Ćuk clássico unidirecional com indutor chaveado.



Fonte: Adaptado de (De Moraes *et al.*, 2019).

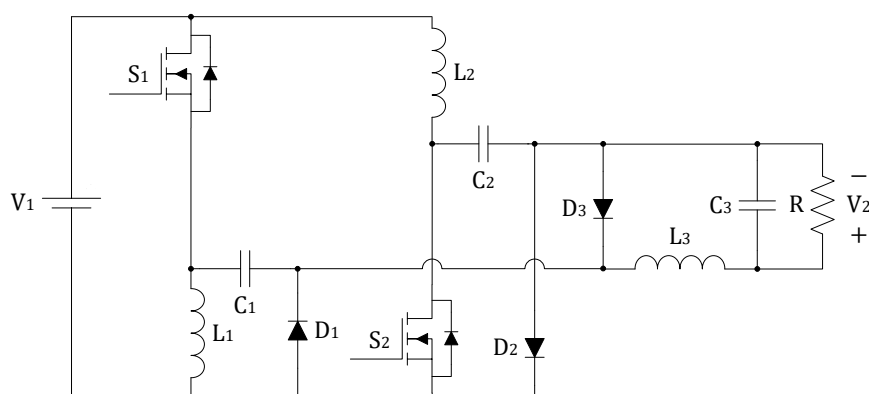
Da topologia mostrada na Figura 82, quando se leva a implementação prática do conversor, pequenas diferenças nos valores das indutâncias L_1 e L_2 podem ser observadas. Este fato faz com que haja valores instantâneos de corrente diferentes que circulam sobre estes indutores e, no momento da conexão em série destes, sobretensões nos interruptores S_1 e S_2 são observadas, inviabilizando a utilização da topologia.

Para solucionar o problema, a inclusão dos diodos de grampeadores D_1 e D_2 se faz necessária. Neste caso, quando houver a troca da etapa de operação e a

conexão em série dos indutores com valores instantâneos de corrente diferentes ocorrer, esses diodos entram em condução, limitando a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 .

A inclusão dos diodos de grampeamento faz com que o capacitor do conversor Ćuk clássico – denominado C_x e mostrado na Figura 82 – precise ser dividido em dois capacitores, C_1 e C_2 . Isso se faz necessário para que a topologia seja capaz de operar corretamente. Com isso, chega-se a topologia proposta por (De Moraes *et al.*, 2019), a qual está apresentada na Figura 83.

Figura 83 – Conversor Ćuk com indutor chaveado proposto por De Moraes *et al.* (2019).



Fonte: Adaptado de (De Moraes *et al.*, 2019).

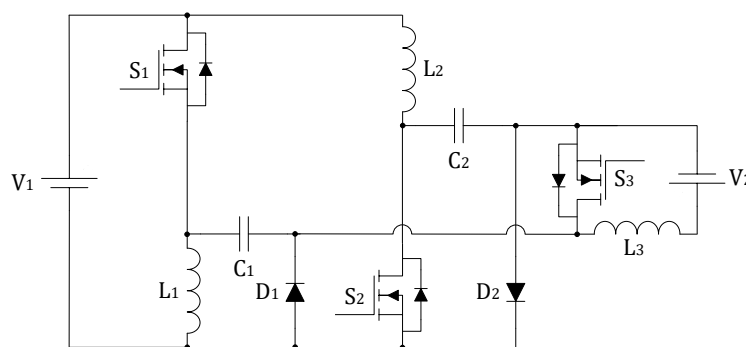
Com base na topologia apresentada na Figura 83, realizando a substituição do diodo D_3 pelo interruptor S_3 , a segunda topologia bidirecional proposta neste trabalho está mostrada na Figura 84. Com a substituição do diodo da topologia por um interruptor controlado – o qual é comandado com um pulso de comando complementar ao aplicado nos interruptores S_1 e S_2 – o conversor é capaz de operar bidirecionalmente. Nomeia-se essa topologia por: Conversor Ćuk Bidirecional com Indutor Chaveado.

A topologia proposta é composta por três interruptores controlados e tem redução nos esforços de corrente nos interruptores S_1 e S_2 devido a aplicação da técnica de indutor chaveado. Estes interruptores estão submetidos a corrente da fonte V_1 – fonte de baixa tensão e elevada corrente –, a qual é dividida entre eles. Além disso, os esforços de tensão sobre estes interruptores também são reduzidos,

permitindo o emprego de semicondutores com tensão de ruptura inferior, o que propicia a redução das perdas do conversor.

Por outro lado, o interruptor S_3 não tem redução de esforço de tensão e permanece submetido a tensão do conversor Ćuk clássico com a inclusão da técnica de indutor chaveado. Este valor de tensão é elevado e pode-se destacar como uma desvantagem da topologia. Sobre o esforço de corrente, este processa o valor médio de corrente de saída quando o conversor operar no modo abaixador, sendo que, para o modo elevador, a corrente de roda livre flui por meio dos diodos D_1 e D_2 e não há corrente passando por esse semicondutor conforme pode ser observado nas etapas de operação para os dois modos descritas no item 4.2.

Figura 84 – Segunda topologia proposta: Conversor Ćuk bidirecional com indutor chaveado.



Fonte: Autoria Própria.

Assim como a topologia analisada anteriormente, esta tem um número maior de interruptores e, conseqüentemente, demanda um circuito de comando mais complexo quando comparada com a topologia unidirecional. Porém, por outro lado, ao se comparar com os conversores CC-CC bidirecionais de elevado ganho mostrados e discutidos no capítulo II, o emprego de três interruptores totalmente controlados em conversores que têm essas características, demonstra ser um número reduzido.

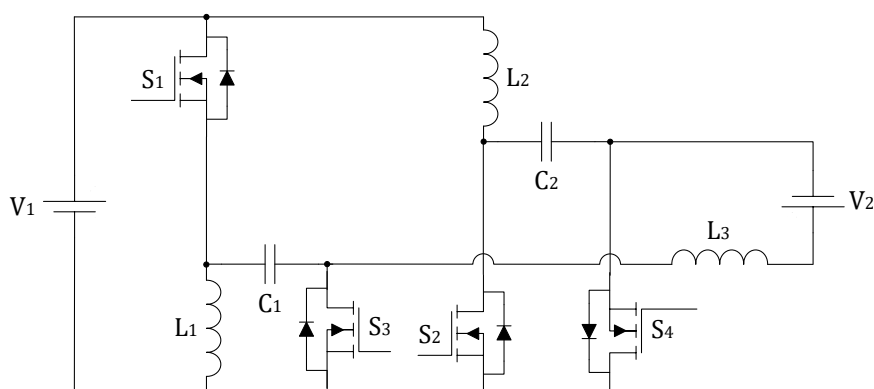
Sobre os indutores três indutores dessa topologia, L_1 , L_2 e L_3 , é importante mencionar que estes pode ser acoplados em um único núcleo com a relação 1:1:2, respectivamente. Com isso, é possível reduzir o número de elementos magnéticos do conversor.

Uma variação da topologia que permite a redução do esforço de tensão sobre o interruptor S_3 pode ser observada na Figura 85. Nesta topologia, os diodos D_1 e D_2

foram substituídos pelos interruptores S_3 e S_4 e o interruptor S_3 da Figura 84 pode ser suprimido. A topologia com essa configuração, embora apresente um interruptor controlado a mais, tem esforços de tensão reduzidos em todos os semicondutores de potência.

No que tange a operação, não há distinção no funcionamento do conversor e o mesmo pulso de comando complementar pode ser aplicado aos interruptores S_3 e S_4 . É importante ressaltar que a operação bidirecional de um conversor permite utilizá-lo em uma abrangência maior de aplicações. Destaca-se que as propriedades do conversor unidirecional são mantidas e a partir deste ponto, apresenta-se o desenvolvimento do conversor bidirecional proposto e apresentado na Figura 84.

Figura 85 – Variação da segunda topologia proposta: Conversor Ćuk bidirecional com indutor chaveado com quatro interruptores controlados.



Fonte: Autoria Própria.

4.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para compreensão do princípio de funcionamento do conversor proposto e mostrado na Figura 83, deve-se levar em consideração que a análise, aqui apresentada, é idealizada, considerando todos os componentes elétricos ideais e que o conversor opera em regime permanente.

Sabendo que os interruptores totalmente controlados têm dois estados – em condução e bloqueado – e que para o correto funcionamento da topologia bidirecional deve-se comandar o interruptor S_3 com um pulso de comando complementar ao

aplicado nos interruptores S_1 e S_2 , o conversor é capaz de operar e as etapas para os dois modos de operação são mostradas.

Na análise que aqui se encontra apresentada, o conversor opera em MCC e, conseqüentemente, tem duas etapas de operação. Porém, pela operação bidirecional, também deve-se considerar as etapas em que a corrente flui no sentido contrário e estas também são exibidas.

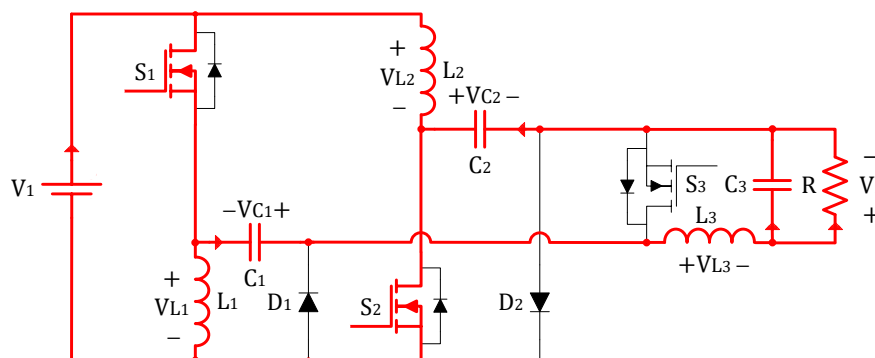
Assim como na análise anterior, adota-se, por conversão, que a tensão V_1 sempre será menor que a tensão V_2 . Logo, quando a corrente flui no sentido da fonte V_1 para a fonte V_2 o conversor opera como elevador de tensão. Caso contrário, se a corrente flui da fonte V_2 para a fonte V_1 , a operação será como abaixador de tensão. Com base nestas afirmações, apresentam-se as etapas de operação para o modo elevador e abaixador, na seqüência.

4.2.1 Primeira Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Elevador

A primeira etapa de operação tem seu início quando os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir e o interruptor S_3 é bloqueado. O tempo desta etapa de operação é definido como t_{on} e o circuito equivalente do conversor está representado na Figura 86.

Durante essa etapa, a corrente flui da fonte V_1 para a fonte V_2 , a qual é representada pelo capacitor C_3 em paralelo com a carga R . A fonte V_1 é responsável pelo fornecimento da corrente para os indutores L_1 , L_2 e L_3 , os quais armazenam energia.

Figura 86 – Primeira etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

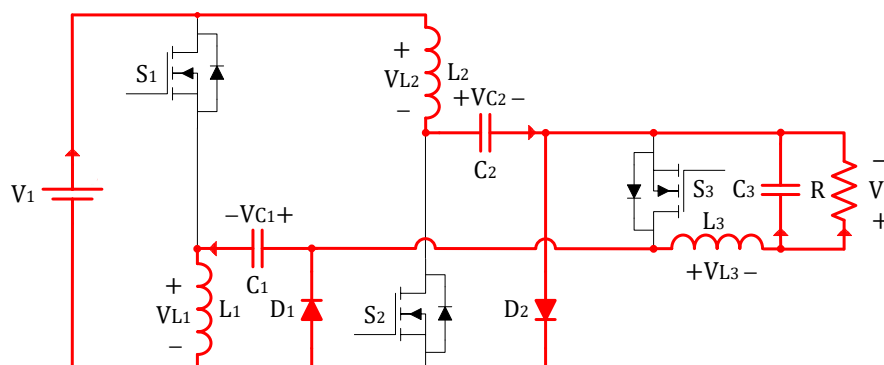
Observa-se que a corrente da fonte V_1 é dividida pelos interruptores S_1 e S_2 o que reduz os esforços de corrente nos interruptores, contribuindo para a redução de perdas da topologia. Os indutores L_1 e L_2 estão submetidos a tensão V_1 e os diodos D_1 e D_2 permanecem bloqueados durante toda a etapa. Sobre o indutor L_3 é observado a tensão igual a $2V_1$.

Com relação à tensão sobre os semicondutores de potência, observa-se que os diodos D_1 e D_2 têm esforços reduzidos. Sobre o interruptor S_3 não se tem redução de tensão, estando submetido a tensão $V_2 + 2V_1$, sendo uma desvantagem da topologia.

4.2.2 Segunda Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Elevador

A segunda etapa de operação no modo elevador tem seu início no instante em que é retirado o pulso de comando dos interruptores S_1 e S_2 , comandando-os à bloquear, e, de modo consequente, aplica-se o pulso de comando no interruptor S_3 , comandando-o a conduzir. Durante essa etapa, a corrente de roda livre flui por meio dos diodos D_1 e D_2 , mesmo com o pulso de comando aplicado em S_3 . O tempo desta etapa é definido como t_{off} e o circuito equivalente está representado na Figura 87.

Figura 87 – Segunda etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Durante esta etapa, a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 é transferida para o capacitores C_1 e C_2 e o indutor L_3 transfere energia para o capacitor C_3 e para a carga R . Sobre os indutores L_1 e L_2 é observada a tensão $-V_2/2$ e sobre o indutor L_3 a tensão $-V_2$ e todos se descarregam durante a etapa. Com relação à tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 observa-se esforços reduzidos.

4.2.3 Formas de Ondas – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Elevador

As formas de ondas idealizadas do conversor, operando no modo elevador, estão apresentadas na Figura 88. Para correto funcionamento do conversor, o interruptor S_3 é comandado com um pulso de comando complementar ao aplicado nos interruptores S_1 e S_2 .

Pode-se destacar que a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 é igual a tensão de entrada V_1 somada com a metade da tensão de saída V_2 . O esforço de tensão sobre estes interruptores é inferior à tensão de saída, mostrando ser uma vantagem da topologia. Ainda é importante destacar que esses interruptores dividem a corrente de entrada – fonte V_1 que apresenta o menor valor de tensão e, conseqüentemente, o maior valor de corrente – reduzindo os esforços de corrente nos semicondutores.

Ainda observando a Figura 88 pode-se notar que a tensão em que o interruptor S_3 está submetido é igual à soma de duas vezes a tensão de entrada V_1

com a tensão de saída V_2 . O esforço de tensão sobre este interruptor é elevado, sendo uma desvantagem da topologia. Porém vale destacar que este interruptor está submetido à corrente da fonte V_2 , a qual é inferior a fonte V_1 , ainda mais considerando que a topologia apresenta elevado ganho.

Em resumo, pode-se empregar em S_1 e S_2 interruptores com uma tensão de ruptura inferior, tendo como comparação com o conversor Ćuk clássico, podendo obter um menor valor de resistência intrínseca de condução – destaca-se ainda que estes dividem a corrente de entrada – aumentando o rendimento da estrutura. Por outro lado, o interruptor S_3 fica submetido a mesma tensão do conversor Ćuk com a inclusão da técnica de indutores chaveados.

A tensão em que os diodos D_1 e D_2 de grampeamento – os quais também são diodos de roda livre da topologia – precisam suportar é reduzida, ficando estes submetidos a mesma tensão de ruptura observada para os interruptores S_1 e S_2 .

Quanto a corrente de roda livre do conversor, considerou-se de esta irá fluir por meio dos diodos D_1 e D_2 para análise teórica das etapas de operação e apresentação das formas de ondas. Na prática, esta seguirá pelo caminho de menor impedância, podendo fluir pelo diodo intrínseco do interruptor S_3 ou ainda pelo canal do semicondutor, sabendo que este também está acionado com pulso alto de comando durante a segunda etapa.

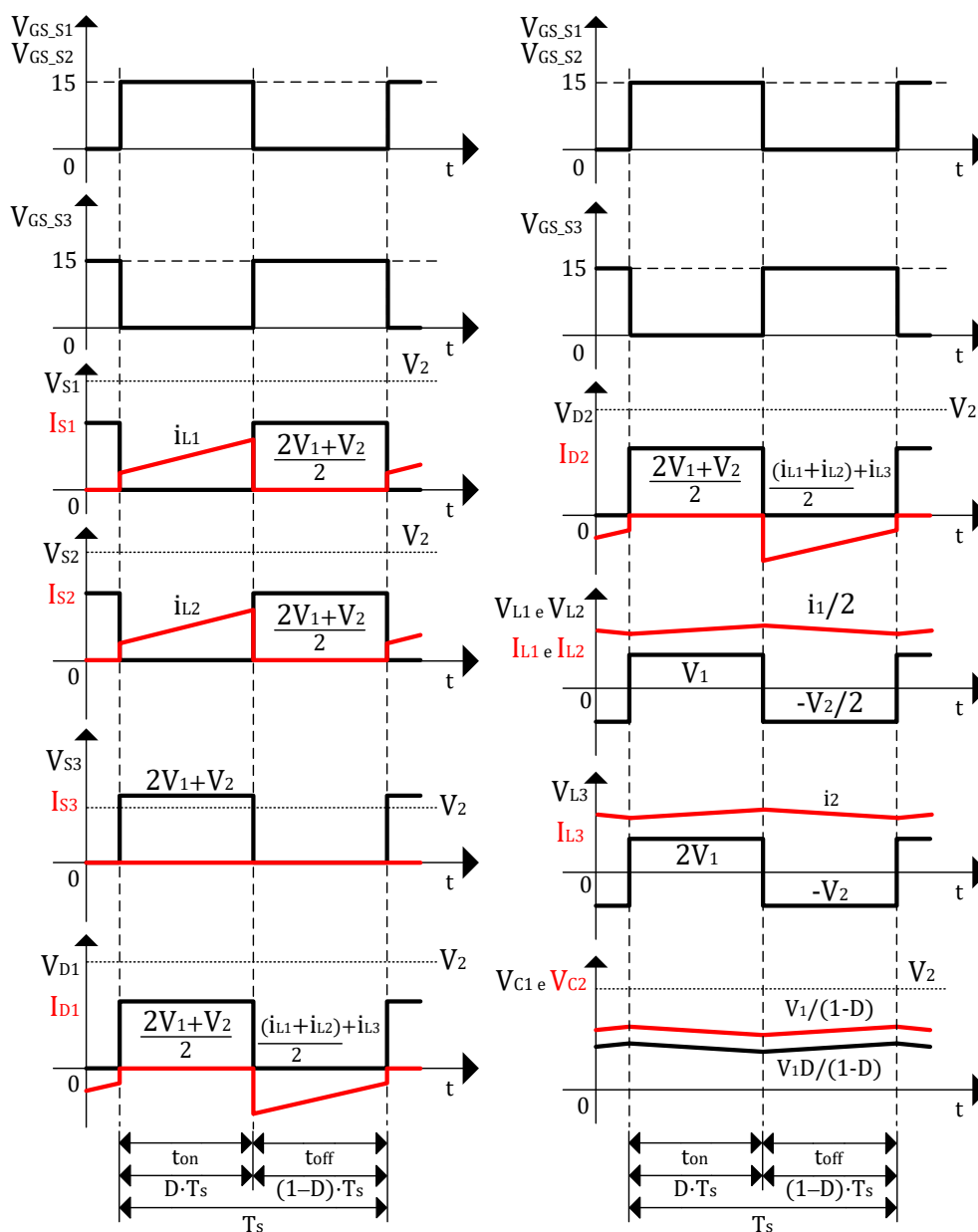
A tensão em que o capacitor C_1 fica submetido é igual a tensão de saída de um conversor *buck-boost* clássico, e o capacitor C_2 tem a mesma tensão de saída de um conversor *boost* clássico, conforme pode ser observado nas formas de ondas. As expressões que determinam essas tensões serão apresentadas na sequência. Ao se tratar das correntes dos indutores L_1 e L_2 , eles possuem seus valores médios iguais a metade da corrente de entrada – proveniente da fonte V_1 . Já o indutor L_3 tem seu valor médio igual a corrente de saída – fonte V_2 .

Neste sentido de operação, ou seja, com a corrente fluindo da fonte V_1 para a fonte V_2 , os indutores são carregados durante a primeira etapa de operação e descarregados durante a segunda etapa. A ondulação de corrente, tendo em vista que

é contínua em todos os indutores devido o conversor operar no modo de condução contínuo, é pré-determinada no momento do projeto do conversor.

Outro ponto para se considerar é que a topologia apresenta, tanto no lado de baixa tensão V_1 quanto no lado de alta tensão V_2 , a característica de fonte de corrente. Porém, no lado de baixa tensão, haverá ondulação em alta frequência superior proveniente da técnica de indutores chaveados aplicado na topologia.

Figura 88 – Formas de ondas idealizadas – Ćuk com Indutor Chaveado – modo elevador.



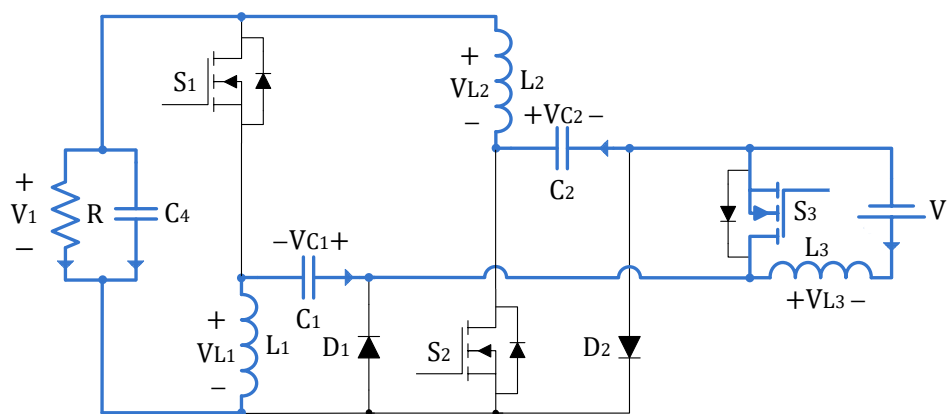
Fonte: Autoria Própria.

4.2.4 Primeira Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Abaixador

De forma análoga, porém com o sentido contrário da corrente, apresentam-se as etapas de operação da topologia para o modo abaixador. A primeira etapa de operação deste modo tem seu início quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir e, ao mesmo instante, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a bloquear. O circuito equivalente desta etapa de operação está ilustrado na Figura 89 e é igual ao circuito apresentado na segunda etapa de operação para o modo elevador, mostrado na Figura 87, tendo em vista, apenas, que as correntes fluem no sentido oposto.

O tempo desta etapa é definido como t_{on} e, ao tratar dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes da estrutura, estes são iguais ao comentados na descrição da operação como elevador. Para representar as etapas de operação deste modo, substitui-se a fonte V_1 pelo capacitor C_4 em paralelo com a carga R . Na prática, a fonte de tensão V_1 pode ser representada por um banco de baterias, um banco de capacitores ou, ainda, uma fonte de tensão bidirecional, por exemplo.

Figura 89 – Primeira etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

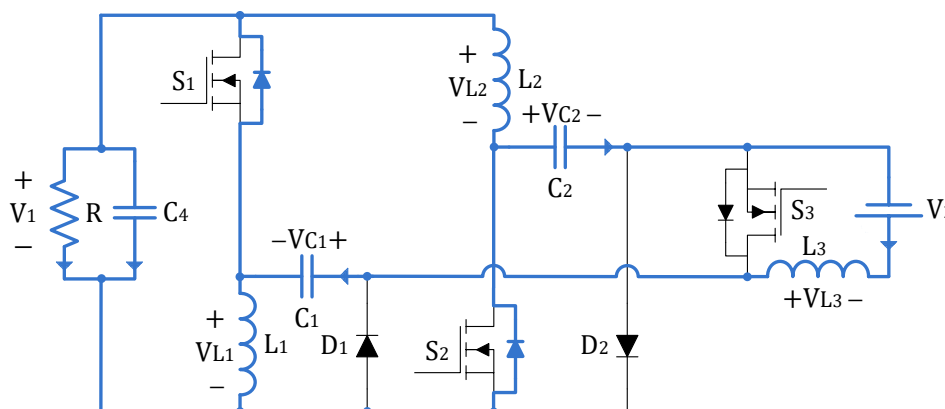
4.2.5 Segunda Etapa de Operação – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Abaixador

A segunda etapa para o modo abaixador é representada pelo momento em que o interruptor S_3 é comandado a bloquear e os interruptores S_1 e S_2 são

comandados a conduzir. O tempo de duração dessa etapa de operação é definido como t_{off} e o circuito equivalente está apresentado na Figura 90.

Conforme pode ser observado na Figura 90, não há alteração no circuito equivalente desta etapa se comparado com a primeira etapa de operação do conversor operando no modo abaixador, Figura 86, com exceção ao sentido da corrente, caracterizando a operação bidirecional do conversor.

Figura 90 – Segunda etapa – Ćuk com Indutor Chaveado – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Com relação aos esforços de tensão e corrente sobre os interruptores e demais componentes da topologia, novamente são os mesmos quando comparados com a operação no modo elevador, sendo respeitado o mesmo ponto de operação.

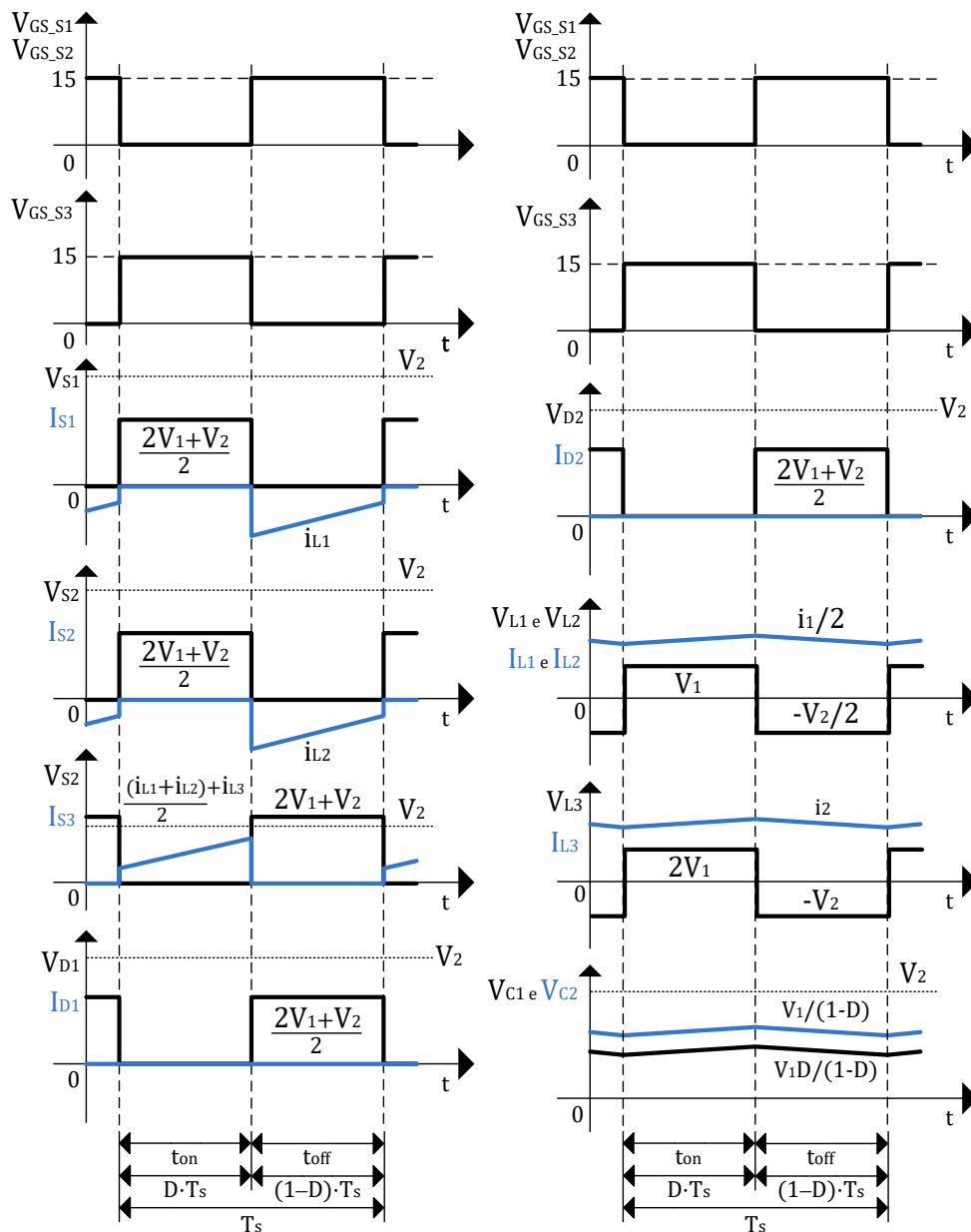
4.2.6 Formas de Ondas – Ćuk com Indutor Chaveado – Modo Abaixador

As formas de ondas idealizadas da operação do conversor no modo abaixador estão mostradas na Figura 91. Estas são equivalentes as formas de ondas quando operando no modo elevador, as quais estão apresentadas na Figura 88 e, novamente, o conversor é comandado com o pulso complementar ao aplicado aos interruptores S_1 e S_2 no interruptor S_3 .

Conforme anteriormente comentado, tem-se apenas alteração no sentido do fluxo das correntes e com relação aos esforços de tensão sobre os semicondutores de potência e demais componentes do conversor, esses têm seus valores iguais aos mostrados no modo de operação como elevador. Com o intuito de representar a

corrente fluindo no outro sentido, podem-se observar as formas de ondas do conversor para este modo de operação na Figura 91, como comentado.

Figura 91 – Formas de ondas idealizadas – Ćuk com Indutor Chaveado – modo abaixador.



Fonte: Autoria própria.

4.3 ANÁLISE MATEMÁTICA

Definido os princípios de operação do conversor, apresenta-se nesse item a análise matemática. Na análise para o levantamento das equações de projeto do conversor, pode ser escolhido qualquer um dos modos de operação, elevador ou

abaixado, sendo que ambos levariam à obtenção das equações de projeto. Opta-se pela análise do conversor operando no modo elevador.

4.3.1 Definição do Ganho Estático

O ganho estático de um conversor pode ser determinado pelo balanço de energia. Considerando que a tensão média sobre um indutor no tempo é igual a zero, quando este opera em regime permanente e sem considerar as perdas, e tendo os valores de tensão com seus respectivos intervalos de tempos, os quais estão apresentados na Figura 88, chega-se em (4.1). Esta expressão representa a tensão média sobre o indutor L_1 no tempo.

$$V_{L1méd}(t) = V_1 \cdot t_{on} + \frac{V_2}{2} \cdot t_{off} = 0 \quad (4.1)$$

Com a devida manipulação matemática de (4.1), obtém-se o ganho estático do conversor Ćuk com Indutor Chaveado, estando este mostrado em (4.2). Pode-se notar que o ganho estático desta topologia é igual ao dobro do conversor CC-CC Ćuk clássico. Outro ponto que é importante destacar é que, tanto o conversor Ćuk com Indutor Chaveado quanto o conversor Ćuk clássico, possuem a tensão de saída com polaridade inversa à tensão de entrada.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-2D}{1-D} \quad (4.2)$$

4.3.2 Determinação das indutâncias L_1 , L_2 e L_3

Para a definição das equações de projetos dos indutores L_1 , L_2 e L_3 , deve-se levar em consideração a expressão que define a tensão em um indutor no tempo. A partir dessa expressão, tomando como referência a tensão sobre os indutores na primeira etapa de operação, e sabendo que o indutores L_1 e L_2 estão submetidos a metade do valor médio da corrente de entrada e o indutor L_3 ao valor médio da corrente de saída, chega-se em (4.3), a qual define o valor de projeto para os indutores L_1 e L_2 e (4.4) que representa o valor para o indutor L_3 .

$$L_1 = L_2 = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L2} \cdot f_s} \quad (4.3)$$

$$L_3 = \frac{2 \cdot V_1 \cdot D}{\Delta i_{L3} \cdot f_s} \quad (4.4)$$

Sobre a corrente nos indutores L_1 e L_2 estes tem seus valores médios definidos em (4.5), sendo que cada elemento armazenador de energia fica submetido a metade da corrente do lado de baixa tensão do conversor, V_1 . Sabe-se que o conversor opera em modo de condução contínuo e que os referidos indutores são projetados como filtro. Conseqüentemente, a ondulação de corrente nestes elementos armazenadores de energia é pequena e o valor eficaz de corrente pode ser aproximado ao valor médio. Os valores máximos e mínimos de corrente sobre estes podem ser obtidos por meio de (4.6) e (4.7), respectivamente.

$$I_{L1méd} = I_{L2méd} = \frac{I_1}{2} \quad (4.5)$$

$$I_{L1máx} = I_{L2máx} = \frac{I_1}{2} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{I_1}{2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (4.6)$$

$$I_{L1mín} = I_{L2mín} = \frac{I_1}{2} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{I_1}{2} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (4.7)$$

Sobre a corrente indutor L_3 , este tem seu valor médio definido por (4.8) sendo que o elemento armazenador de energia fica submetido a corrente do lado de alta tensão do conversor, V_2 . Sabe-se que o conversor opera em modo de condução contínuo e que o indutor é projetado como filtro. Conseqüentemente, a ondulação de corrente neste elemento também é pequena e o valor eficaz de corrente pode ser aproximado pelo valor médio. Os valores máximos e mínimos de corrente sobre o indutor L_3 podem ser obtidos por meio de (4.9) e (4.10), respectivamente.

$$I_{L3méd} = I_2 \quad (4.8)$$

$$I_{L3máx} = I_2 + \frac{\Delta i_{L3}}{2} \quad (4.9)$$

$$I_{L3\text{mín}} = I_2 - \frac{\Delta i_{L3}}{2} \quad (4.10)$$

4.3.3 Determinação das Capacitâncias C_1 , C_2 e C_3

Para a definição das equações de projeto dos capacitores C_1 e C_2 , pode-se levar em consideração a variação de tensão. Sabe-se que estes capacitores operam na frequência da comutação do conversor e, de acordo com a primeira etapa de operação, a corrente que circula é igual a metade da soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 . Logo, obtêm-se (4.11) e (4.12) que definem o valor para projeto de C_1 e C_2 , respectivamente.

$$C_1 = \frac{I_{L3} \cdot D}{\Delta v_{C1} \cdot f_s} \quad (4.11)$$

$$C_2 = \frac{I_{L3} \cdot D}{\Delta v_{C2} \cdot f_s} \quad (4.12)$$

Ao se tratar do capacitor C_3 , deve-se levar em consideração que este é responsável por filtrar a ondulação de corrente do indutor L_3 . Neste sentido, pode-se determinar este capacitor da mesma forma que se dimensiona o capacitor de saída do conversor CC-CC *buck* clássico. Sendo assim, determina-se o capacitor C_3 por (4.13).

$$C_3 = \frac{\Delta i_{L3}}{8 \cdot \Delta v_{C3} \cdot f_s} \quad (4.13)$$

4.3.4 Esforços de Tensão e de Corrente nos Semicondutores de Potência

Os esforços de tensão e de corrente nos semicondutores de potência da topologia, ou seja, nos três interruptores e dois diodos, podem ser obtidos por meio das formas de ondas apresentadas na Figura 88, as quais representam a operação idealizada do conversor no modo elevador. Logo, sabendo que os interruptores S_1 e S_2 são responsáveis por processar o valor médio da corrente de entrada I_1 , a qual é

igual a corrente média do indutor L_1 acrescida ao valor médio de corrente do indutor L_2 , durante a primeira etapa de operação, definida pelo tempo t_{on} , mostram-se em (4.14) e (4.15), respectivamente, o valor médio e o valor eficaz de corrente em que o interruptores S_1 e S_2 encontram-se submetidos. Também, por meio de (4.16), é possível obter o valor máximo de corrente.

$$I_{S1méd} = I_{S2méd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) dt = D \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) \quad (4.14)$$

$$I_{S1ef} = I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right)^2 dt} = \sqrt{D} \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) \quad (4.15)$$

$$I_{S1máx} = I_{S2máx} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} = I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} + I_{L3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} \quad (4.16)$$

O interruptor S_3 processa a corrente do indutor L_3 durante a segunda etapa de operação, a qual tem seu tempo definido como t_{off} . Logo, por meio de (4.17) e (4.18) é possível obter os valores médio e eficaz de corrente para o interruptor S_3 . O valor máximo de corrente pode ser obtido por (4.19). Estas equações também são válidas para os diodos D_1 e D_2 .

$$I_{S3méd} = I_{D1méd} = I_{D2méd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) dt = (1-D) \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) \quad (4.17)$$

$$I_{S3ef} = I_{D1ef} = I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right)^2 dt} = \sqrt{1-D} \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) \quad (4.18)$$

$$I_{S3máx} = I_{D1máx} = I_{D2máx} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} \quad (4.19)$$

Ao se tratar dos esforços de tensão sobre os interruptores, pode-se concluir que os interruptores S_1 e S_2 tem esforços de tensão reduzidos – sendo a metade do valor nominal de tensão – obtidos por (4.20), a qual também é válida para os diodos D_1 e D_2 . Por outro lado, o interruptor S_3 não apresenta redução de esforços de tensão e (4.21) representa o valor de tensão sobre o semicondutor de potência.

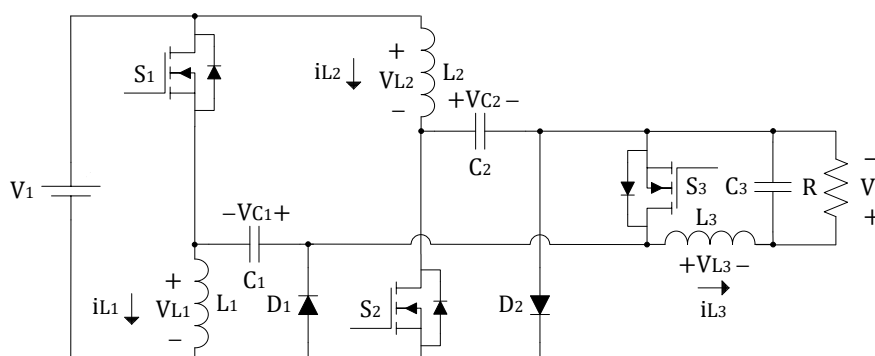
$$V_{S1} = V_{S2} = V_{D1} = V_{D2} = \frac{2V_1 + V_2}{2} \quad (4.20)$$

$$V_{S3} = 2V_1 + V_2 \quad (4.21)$$

4.3.5 Obtenção e Validação de um Modelo Dinâmico Simplificado para Controle do Conversor

Novamente, considerando a topologia proposta baseada no conversor Ćuk, a obtenção do modelo matemático, bem como a validação, também se faz necessário para que o projeto do compensador do conversor seja realizado. O conversor Ćuk foi modelado considerando a operação no modo elevador de tensão, sendo que a primeira e a segunda etapa de operação estão apresentadas na Figura 86 e Figura 87, respectivamente. Para esta topologia, não foi necessário incluir nenhuma não idealidade para a análise e o circuito equivalente utilizado para modelagem matemática está mostrado na Figura 92.

Figura 92 – Topologia do conversor Ćuk utilizada para modelagem.



Fonte: Autoria Própria.

Considerando a polaridade das tensões e das correntes atribuídas para cada componente do conversor conforme mostrado na Figura 92 e seguindo as etapas de

operação para o modo elevador, as seis equações de estados – tensão sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3 e corrente sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_3 – estão apresentadas em (4.22), (4.23), (4.24), (4.25), (4.26) e (4.27), na sequência.

$$L_1 \frac{d\langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = V_1 \cdot d(t) - \langle v_{C1} \rangle_{T_s} \cdot d'(t) \quad (4.22)$$

$$L_2 \frac{d\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = V_1 \cdot d(t) \cdot d(t) + (V_1 - \langle v_{C2} \rangle_{T_s}) \cdot d'(t) \quad (4.23)$$

$$L_3 \frac{d\langle i_{L3}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = (V_1 + \langle v_{C1} \rangle_{T_s} + \langle v_{C2} \rangle_{T_s} - \langle v_2 \rangle_{T_s}) \cdot d(t) \cdot d(t) - \langle v_2 \rangle_{T_s} \cdot d'(t) \quad (4.24)$$

$$C_1 \frac{d\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L3} \rangle_{T_s} \cdot d(t) + \langle i_{L1} \rangle_{T_s} \cdot d'(t) \quad (4.25)$$

$$C_2 \frac{d\langle v_{C2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L3} \rangle_{T_s} \cdot d(t) + \langle i_{L2} \rangle_{T_s} \cdot d'(t) \quad (4.26)$$

$$C_3 \frac{d\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \left(\langle i_{L3} \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_2 \rangle_{T_s}}{R} \right) \cdot d(t) + \left(\langle i_{L3} \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_2 \rangle_{T_s}}{R} \right) \cdot d'(t) \quad (4.27)$$

Com base nestas expressões, aplicando metodologia de pequenos sinais descrita por Erickson (1993), desprezando os termos de valores médios e termos de segunda ordem, aplicando a transformada de Laplace e realizando as devidas manipulações algébrica, é possível obter a função de transferência da corrente de entrada – indutor L_3 – em função da razão cíclica, a qual está apresentada em (4.28).

$$FT_1 = \frac{\hat{i}_{L3(s)}}{\hat{d}(s)} = \frac{n_0 \cdot s^5 + n_1 \cdot s^4 + n_2 \cdot s^3 + n_3 \cdot s^2 + n_4 \cdot s + n_5}{d_0 \cdot s^6 + d_1 \cdot s^5 + d_2 \cdot s^4 + d_3 \cdot s^3 + d_4 \cdot s^2 + d_5 \cdot s + d_6} \quad (4.28)$$

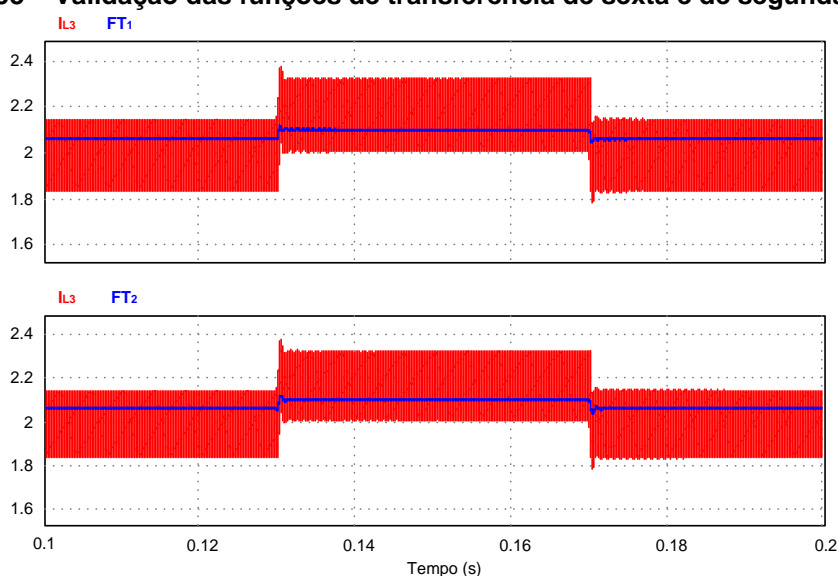
No qual os termos do numerador e do denominador estão apresentados no Apêndice B. Com o propósito de reduzir o grau da função de transferência e simplificar o projeto do controlador, suprimindo os polos não dominantes da resposta do

transitória do sistema, é possível deixar a função de transferência de segunda ordem, a qual está apresentada em (4.29).

$$FT_2 = \frac{\hat{i}_{L3}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{n_4 \cdot s + n_5}{d_4 \cdot s^2 + d_5 \cdot s + d_6} \quad (4.29)$$

De posse das funções de transferência, a de sexta e a de segunda ordem, a validação destas foi realizada e estão apresentadas na Figura 93. Para esse resultado, um degrau de 2% na razão cíclica foi incrementado e depois decrementado, obtendo o comportamento dinâmico para acréscimo e decréscimo de potência e, conseqüentemente, da corrente. Como pode-se observar, os dois modelos representam bem o comportamento dinâmico do conversor. Isso permite a utilização da função de transferência de segunda ordem para o projeto do controlador. Reitera-se que o modelo de pequenos sinais não representa o comportamento estático do conversor e sim as pequenas variações.

Figura 93 – Validação das funções de transferência de sexta e de segunda ordem.



Fonte: Autoria Própria.

4.4 METODOLOGIA E PROJETO DO CONVERSOR

As especificações de projeto do conversor estão mostradas na Tabela 6, sendo que o ponto de partida para escolha dos parâmetros foi iniciado pela

determinação da tensão V_1 , a qual foi escolhida tendo em vista que esta pode ser proveniente da conexão, em série, de duas baterias de 12 V, por exemplo.

Também observou-se que o conversor operasse com um ganho estático superior a cinco vezes, comprovando o elevado ganho, escolhendo o valor da tensão V_2 igual a 150 V. Com relação aos outros parâmetros, estes são valores típicos aplicados no projeto dos conversores CC-CC.

Tabela 6 – Especificações de projeto do conversor Ćuk com indutor chaveado bidirecional.

Especificações	Valor
Tensão (V_1)	24 V
Tensão (V_2)	150 V
Potência (P)	300 W
Frequência de comutação (f_s)	60 kHz
Ondulação de tensão no capacitor C_1 (Δv_{C1})	10% de V_{C1}
Ondulação de tensão no capacitor C_2 (Δv_{C2})	10% de V_{C2}
Ondulação de tensão no capacitor C_3 (Δv_{C3})	1% de V_2
Ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 ($\Delta i_{L1}, \Delta i_{L2}$)	15% de $I_1 / 2$
Ondulação de corrente no indutor L_3 (Δi_{L3})	15% de I_2

Fonte: Autoria Própria.

O ponto de partida para definição da metodologia de projeto do conversor se dá por meio da obtenção da razão cíclica D . A razão cíclica pode ser determinada com a manipulação matemática de (4.2), a qual está mostrada em (4.30), juntamente com o seu valor.

$$D = \frac{V_2 - V_1}{V_1 + V_2} = 0,757 \quad (4.30)$$

Os valores da indutâncias de projeto dos indutores L_1 , L_2 e L_3 são obtidos por meio de (4.3) e (4.4), respectivamente, e ambos estão mostrados em (4.31) e (4.32).

$$L_1 = L_2 = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta i_{L2} \cdot f_s} = 323,23 \mu H \quad (4.31)$$

$$L_3 = \frac{2 \cdot V_1 \cdot D}{\Delta i_{L3} \cdot f_s} = 2,02 mH \quad (4.32)$$

Com relação as capacitâncias do conversor, estas podem ser obtidos (4.33), (4.34) e (4.35). Considerando os valores de ondulação de tensão sobre cada capacitor, previamente apresentados na Tabela 6, chega-se a (4.33), (4.34) e (4.35), as quais definem o valor das capacitâncias C_1 , C_2 e C_3 , respectivamente.

$$C_1 = \frac{I_{L3} \cdot D}{\Delta v_{C1} \cdot f_s} = 3,36 \mu F \quad (4.33)$$

$$C_2 = \frac{I_{L3} \cdot D}{\Delta v_{C2} \cdot f_s} = 2,55 \mu F \quad (4.34)$$

$$C_3 = \frac{\Delta i_{L3}}{8 \cdot \Delta v_{C3} \cdot f_s} = 0,41 \mu F \quad (4.35)$$

O esforço de tensão em que os capacitor C_3 deve suportar é igual a tensão V_2 , ao passo que, os capacitores C_1 e C_2 , ficam submetidos a tensão dos conversores *buck-boost* e *boost* clássicos, respectivamente. Estão apresentadas em (4.36), (4.37) e (4.38), na respectiva ordem, os esforços de tensão sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

$$V_{C1} = \frac{V_1 \cdot D}{1-D} = 75V \quad (4.36)$$

$$V_{C2} = \frac{V_1}{1-D} = 99V \quad (4.37)$$

$$V_{C3} = V_2 = 150V \quad (4.38)$$

Ao se tratar do dimensionamento dos semicondutores de potência, é necessário definir os valores eficaz e máximo de corrente. Logo, por meio da substituição dos parâmetros de projetos – descritos na Tabela 6 – e utilizando (4.15)

e (4.16), chegam-se aos valores eficaz e máximo de corrente sobre os interruptores S_1 e S_2 , apresentados em (4.39) e (4.40), respectivamente. Os esforços de corrente média e eficaz sobre o interruptor S_3 e diodos D_1 e D_2 são obtidos da mesma maneira, porém utilizando (4.18) e (4.19) estão mostrados em (4.41) e (4.42), na sequência.

$$I_{S1ef} = I_{S2ef} = \sqrt{D} \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) = 7,8A \quad (4.39)$$

$$I_{S1máx} = I_{S2máx} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} = I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} + I_{L3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} = 8,86A \quad (4.40)$$

$$I_{S3ef} = I_{D1ef} = I_{D2ef} = \sqrt{1-D} \cdot \left(\frac{I_{L1} + I_{L2}}{2} + I_{L3} \right) = 4,05A \quad (4.41)$$

$$I_{S3máx} = I_{D1máx} = I_{D2máx} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} + I_{L3} + \frac{\Delta i_{L3}}{2} = 8,86A \quad (4.42)$$

O valor máximo da tensão em que os interruptores S_1 e S_2 estarão submetidos, assim como os diodos D_1 e D_2 , é possível obtê-la por meio de (4.20), sendo que o valor absoluto de tensão está mostrado em (4.43).

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{D1} = V_{D2} = \frac{2V_1 + V_2}{2} = 99V \quad (4.43)$$

Já o interruptor S_3 tem sua tensão máxima definida por meio de (4.21), sendo que o valor absoluto de tensão está mostrado em (4.44).

$$V_{S3} = 2V_1 + V_2 = 198V \quad (4.44)$$

A descrição da metodologia de projeto apresentada já contempla os valores obtidos de cada componente. Porém, caso for necessário projetar o conversor com outras especificações de projeto, a metodologia seguida deverá ser a mesma.

Sobre o controlador, utilizou-se a mesma estrutura do proporcional-integral com filtro definida para o conversor SEPIC Modificado bidirecional – mostrado no item 3.4.1 – sendo que se controlou a corrente sobre o indutor L_3 para este conversor.

4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

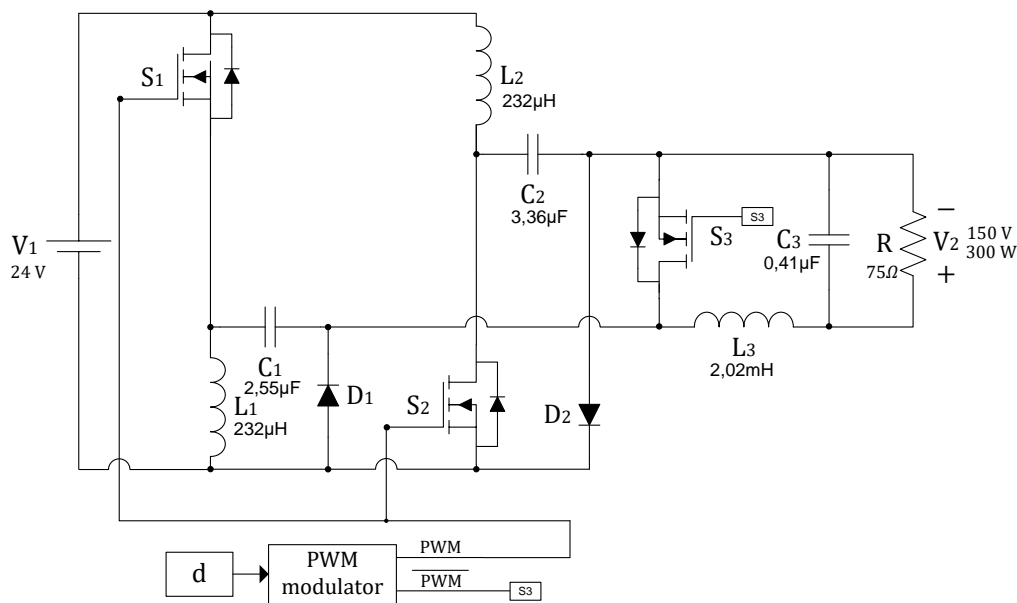
O primeiro passo após a realização do projeto do conversor foi a implementação da topologia no *software* de simulação numérica PSIM para análise da sua operação. Montada a topologia do conversor, juntamente com o modulador PWM, chegaram-se as formas de ondas apresentadas nesse item. Serão mostradas e discutidas as formas de ondas do conversor para os dois modos de operação, elevador e abaixador.

4.5.1 Modo Elevador – Resultados de Simulação

Opta-se, a princípio, em apresentar o conversor operando no modo elevador de tensão. Para tratativa desta simulação, será considerada a tensão V_1 como tensão de entrada do conversor e, conseqüentemente, a tensão V_2 como tensão de saída. A simulação foi realizada em malha aberta, o esquemático está mostrado na Figura 94 e as formas de ondas estão apresentadas na sequência.

Inicialmente, confirmado o funcionamento do conversor, apresenta-se na Figura 95 as formas de ondas da tensão e da corrente sobre os interruptores S_1 e S_2 . Conforme pode ser observado, a tensão em que os interruptores encontram-se submetidos é igual a tensão V_1 acrescida da metade da tensão de saída V_2 . Este valor é inferior à tensão de saída, sendo uma vantagem da topologia. Chegou-se a 102 V de esforço de tensão sobre os interruptores em simulação numérica.

Figura 94 – Esquemático de simulação do conversor Ćuk bidirecional com Indutor Chaveado.

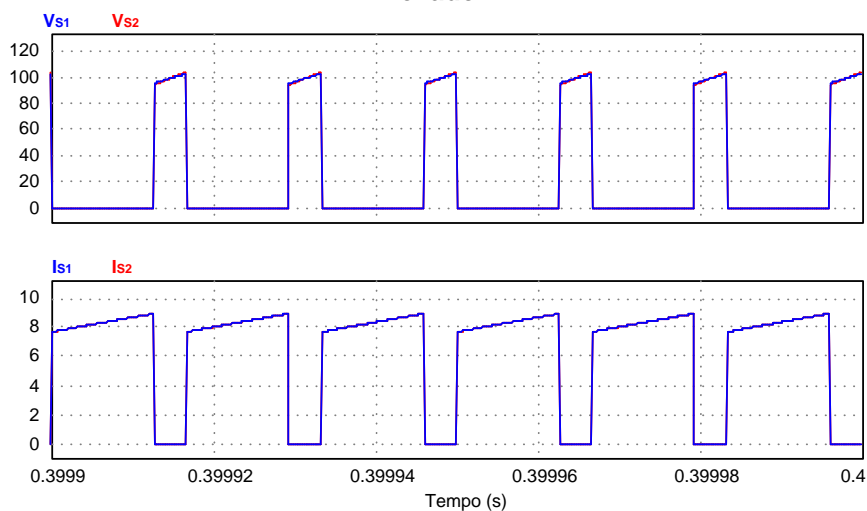


Fonte: Autoria Própria.

Ao se tratar da corrente em que os interruptores permanecem submetidos, chegou-se aos valores médio, eficaz e de pico de 6,25 A, 7,18 A e 8,86 A, na sequência. Como pode-se notar, a corrente da fonte de entrada é dividida pelos interruptores, fazendo com que as perdas de condução sejam reduzidas pela metade.

Considerando este modo de operação, a corrente de roda livre flui por meio dos diodos D_1 e D_2 . As formas de ondas de corrente e tensão sobre estes semicondutores estão apresentadas na Figura 96. Sobre os esforços de tensão, tem-se esforços reduzidos assim como os interruptores S_1 e S_2 . Com a simulação numérica, obteve-se 120 V de esforços de tensão e 2,00 A, 4,06 A e 8,86 A para os valores médio, eficaz e de pico de corrente, na sequência.

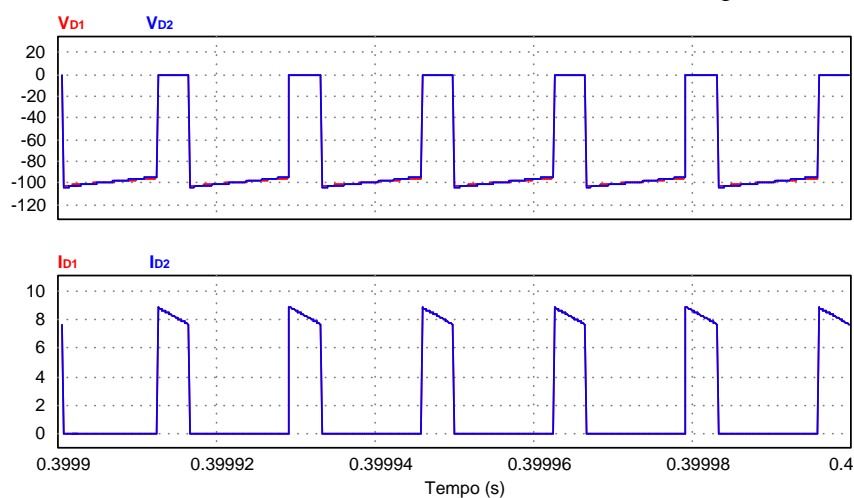
Figura 95 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre os interruptores S_1 e S_2 - Modo Elevador.



Fonte: Autoria própria.

As formas de ondas de tensão e de corrente sobre os indutores L_1 e L_2 estão apresentadas na Figura 97. Tanto a tensão quanto a corrente são iguais para os dois elementos armazenadores de energia. Com relação à tensão sobre estes, pode-se concluir que é positiva, durante a primeira etapa de operação, e os indutores se carregam. Já na segunda etapa o inverso ocorre, a tensão sobre os indutores é negativa e ambos se descarregam.

Figura 96 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre os diodos D_1 e D_2 - Modo Elevador.



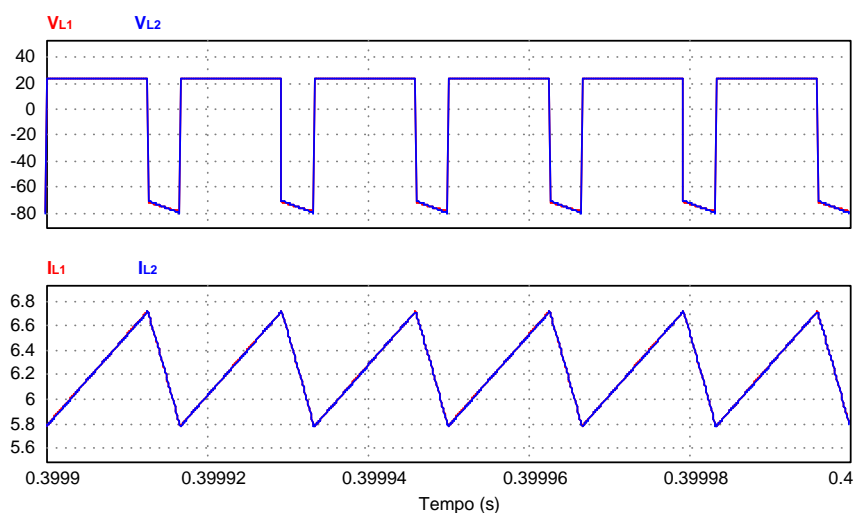
Fonte: Autoria própria.

Os valores médio, máximo e mínimo de corrente em que os indutores L_1 e L_2 encontram-se submetidos foram, respectivamente, 6,12 A, 6,71 A e 5,78 A. O valor

médio da corrente de entrada do conversor é dividido pelos indutores, sendo que cada um fica submetido a metade do valor médio de corrente de entrada do conversor. Os valores máximos e mínimos de corrente obtidos, refere-se aos 15% de ondulação de corrente conforme projetado.

Da mesma forma, apresenta-se na Figura 98 as formas de ondas de tensão e corrente sobre o indutor L_3 . Esse indutor também se carrega durante a primeira etapa de operação, sendo submetido a uma tensão positiva e se descarrega, durante a segunda etapa, ficando submetido a uma tensão negativa.

Figura 97 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre os indutores L_1 e L_2 .

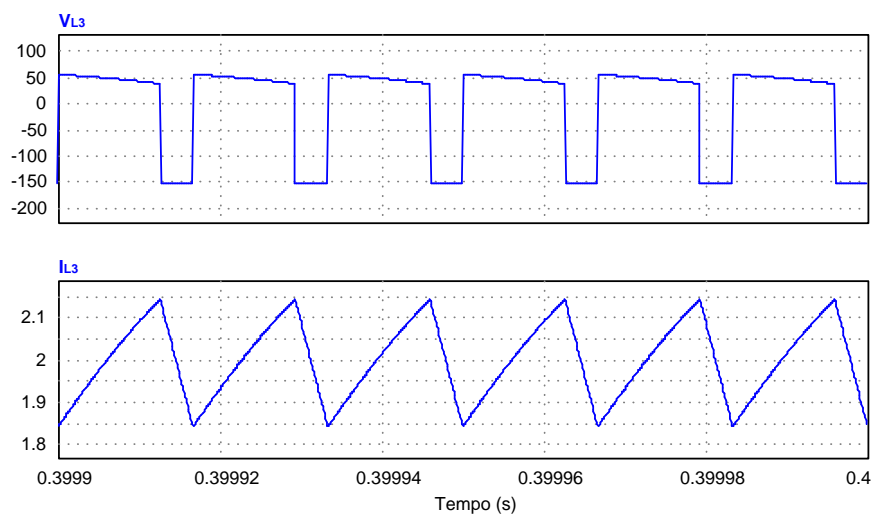


Fonte: Autoria própria.

O valor médio da corrente desse indutor equivale ao valor médio da corrente de saída, I_2 , e o valor obtido na simulação foi de 2,0 A. O valor máximo e mínimo obtidos, na sequência, foram 2,14 A e 1,84 A, tendo sua ondulação de corrente, conforme projetado, na casa dos 15%.

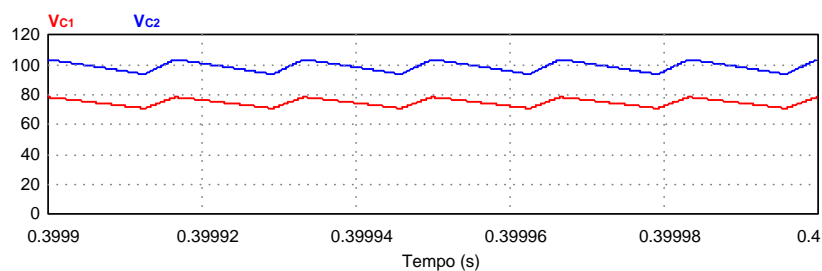
Na Figura 99 estão mostradas as formas de ondas de tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 . Conforme anteriormente comentado, o valor de tensão sobre estes capacitores é o mesmo obtido no capacitor de saída dos conversores *buck-boost* e *boost* clássicos, respectivamente. Em simulação, os valores médios de tensão obtido para os capacitores C_1 e C_2 foram, 99 V e 75 V, na sequência, sendo que a tensão sobre estes pode ser associada a tensão de saída de dos conversores boost e buck-boost, respectivamente.

Figura 98 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o indutor L_3 .



Fonte: Autoria Própria.

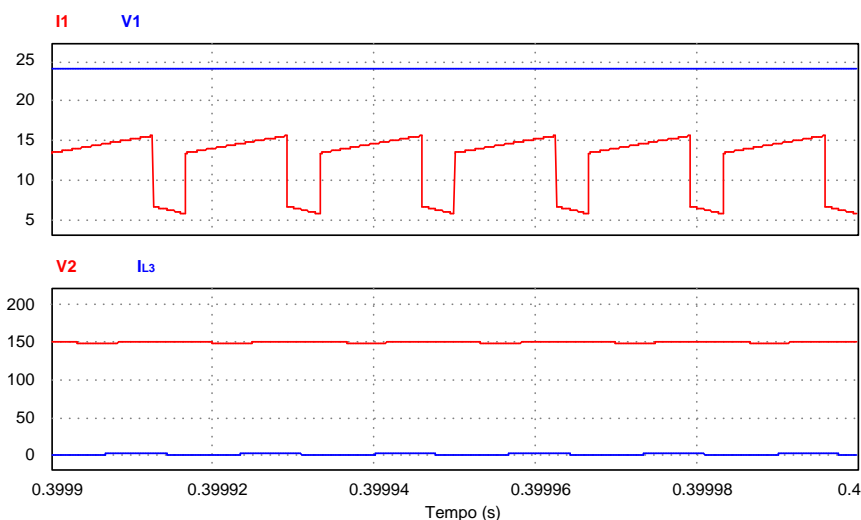
Figura 99 – Formas de Ondas de tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 .



Fonte: Autoria Própria.

Por fim para este modo de operação, mostra-se na Figura 100 as formas de onda da tensão e da corrente de entrada e de saída do conversor. Seus respectivos valores médios obtidos foram 24 V e 12,5 A para a entrada – fonte V_1 – e de 150 V e 2,0 A para a saída – fonte V_2 . A potência de entrada e saída observadas foram, respectivamente, 300 W.

Figura 100 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada e saída V_1 , I_1 e V_2 , I_2 .

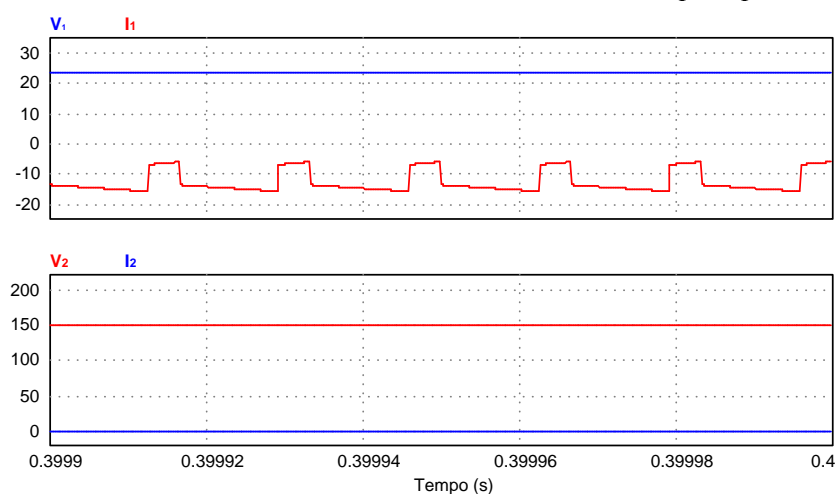


Fonte: Autoria própria.

4.5.2 Modo Abaixador – Resultados de Simulação

A operação do conversor no modo abaixador pode ser comprovada por meio da análise da Figura 101, a qual apresenta a tensão e a corrente de saída – fonte V_1 para esse modo de operação e a tensão e a corrente da fonte de entrada – V_2 . Conforme pode-se observar a corrente é negativa, ou seja, flui no sentido contrário, mostrando a possibilidade de operação bidirecional do conversor.

Figura 101 – Formas de ondas da tensão e corrente de entrada V_1 e I_1 - Modo abaixador.

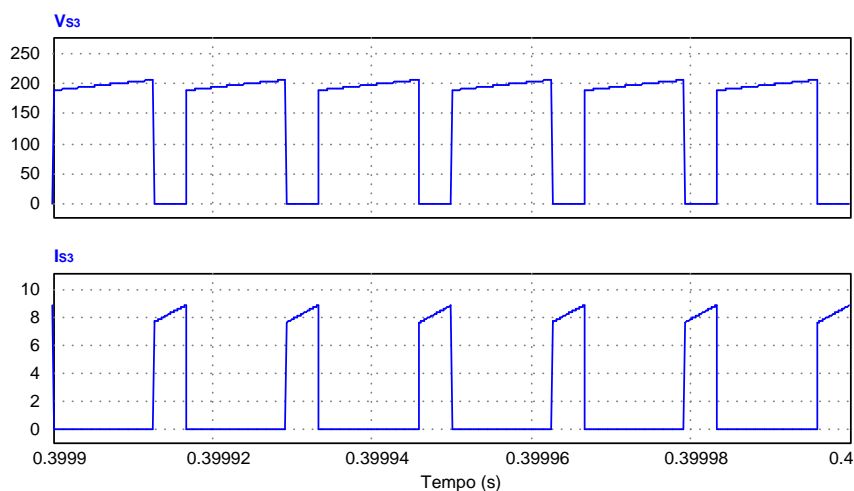


Fonte: Autoria Própria.

Opta-se por não apresentar as formas de ondas em todos os componentes do conversor, tendo em vista que seu funcionamento foi comprovado no modo

elevador. As formas de ondas obtidas por meio da simulação numérica no modo abaixador são equivalentes às obtidas para o modo elevador, sendo a única diferença que a corrente flui no outro sentido, conforme esperado. Apenas para evidenciar a corrente sobre o interruptor S_3 , apresenta-se na Figura 102 as formas de ondas de tensão e corrente. Obteve-se em simulação uma tensão igual a 206 V e os valores médio, eficaz e máximo de corrente, são 1,99 A, 4,05 A e 8,83 A, respectivamente.

Figura 102 – Formas de ondas da tensão e corrente sobre o interruptor S_3 - Modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Para realizar a simulação numérica neste modo de operação, a fonte V_1 foi substituída por um capacitor em paralelo com uma carga e o capacitor e a resistência de saída, mostrada da Figura 94, foram trocados por uma fonte de tensão contínua V_2 .

4.5.3 Análise Comparativa das Equações de Projeto

Buscando a validação das equações de projeto do conversor, bem como a confirmação das expressões mostradas na análise matemática, apresenta-se nesse item uma verificação para comprovar os valores obtidos por meio da análise matemática com a simulação numérica. Na Tabela 3 mostra-se os valores e o erro percentual obtido para cada parâmetro de projeto. Por esse ângulo, é possível quantificar a divergência das equações utilizadas para o projeto do conversor com os resultados obtidos em *software* de simulação numérica.

Tabela 7 – Comparação (Análise matemática vs Simulação numérica).

Parâmetro	Valor (Análise)	Valor (Simulação)	Erro (%)
Valor médio da tensão V_2	150 V	150 V	0%
Valor médio da corrente I_2	2,00 A	2,00 A	0%
Potência de saída P_2	300 W	300 W	0%
Valor médio da tensão V_1	24,0 V	24,0 V	0%
Valor médio da corrente I_1	12,5 A	12,5 A	0%
Potência de saída P_1	300 W	300 W	0%
Valor médio da corrente em S_1 e S_2	6,25 A	6,25 A	0%
Valor eficaz da corrente em S_1 e S_2	7,18 A	7,19 A	0,1%
Valor máximo da corrente em S_1 e S_2	8,86 A	8,86 A	0%
Valor médio da corrente em S_3	1,99 A	2,0 A	0,1%
Valor eficaz da corrente em S_3	4,06 A	4,06 A	0%
Valor máximo da corrente em S_3	8,86 A	8,85 A	0,1%
Valor médio da corrente em D_1 e D_1	2,00 A	2,00 A	0%
Valor eficaz da corrente em D_1 e D_1	4,06 A	4,06 A	0%
Valor máximo da corrente em D_1 e D_1	8,86 A	8,85 A	0,1%
Valor médio da corrente em L_1 e L_2	6,25 A	6,25 A	0%
Valor médio da corrente em L_3	2,00 A	2,00 A	0%
Ondulação da tensão em C_1	7,5 V	7,5 V	0%
Ondulação da tensão em C_2	9,9 V	9,9 V	0%
Ondulação da tensão em C_3	1,5 V	1,5 V	0%
Ondulação da corrente em L_1	1,01 A	1,01 A	0%
Ondulação da corrente em L_2	1,01 A	1,01 A	0%
Ondulação da corrente em L_3	0,3 A	0,3 A	0%

Fonte: Autoria Própria.

Os dados obtidos da simulação numérica foram com o conversor operando no modo elevador, com exceção aos esforços de corrente sobre o interruptor S_3 que foram obtidos com o conversor operando no modo abaixador.

4.6 PROPOSTA DE *SNUBBER* DE CORRENTE NÃO DISSIPATIVO

Tratando sobre a tecnologia de interruptores que podem ser empregados na topologia, uma boa alternativa são os MOSFETs tradicionais. Esses semicondutores, com tensão de ruptura menor ou igual a 300 V, têm reduzida perda de condução – resistência de condução inferior a 25 m Ω – e apresentam baixos tempos de comutação, menor que 70 ns. Estas características são interessantes para aplicação nas topologias de elevado ganho, as quais possuem um lado com alta corrente. Porém, por outro lado, os diodos intrínsecos dos interruptores dessa família são lentos e apresentam elevados tempo de recuperação reversa (muitas vezes maiores que 400ns), prejudicando a operação dos conversores bidirecionais.

Outra opção pode ser a utilização de IGBTs com a inclusão de diodos ultra-rápidos em antiparalelo, os quais apresentam tempo de recuperação reversa na faixa dos 30ns. Esta opção pode se demonstrar melhor do que o emprego de MOSFETs. Porém, precisa-se levar em consideração os efeitos da corrente de cauda desses componentes, que traz problemas de comutação quando operando com frequências superiores a 25 ~ 30 kHz.

Precisa-se levar em consideração também a possibilidade do emprego de interruptores do tipo CoolMOS. De maneira geral, esses interruptores têm baixa resistência de condução – mesmo em semicondutores com tensão de ruptura superior a 300 V – sendo uma boa alternativa para topologias de elevado ganho. Porém, o diodo intrínseco em antiparalelo destes interruptores também apresentam tempo de recuperação reversa elevado, o que inviabiliza a aplicação em topologias bidirecionais devido ao fenômeno da recuperação reversa.

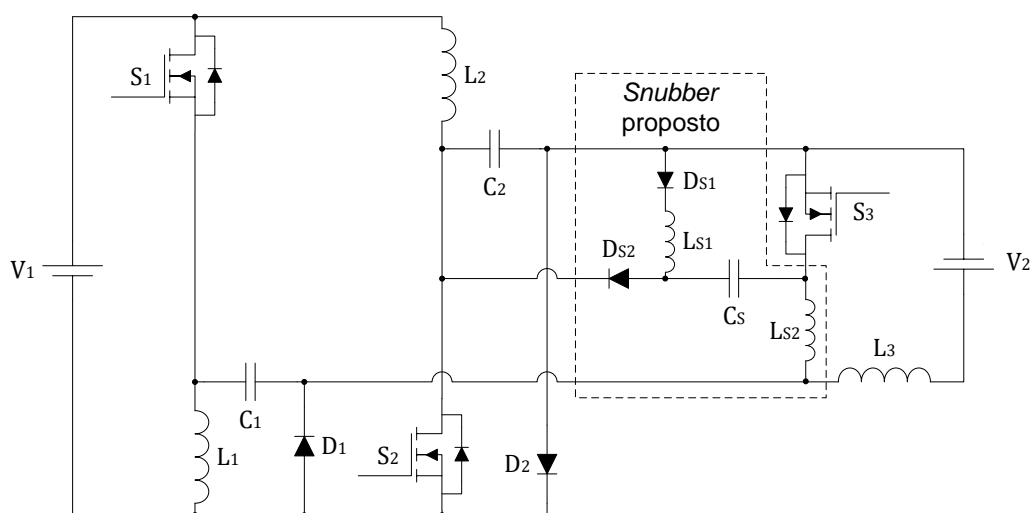
Outra opção são os interruptores de *Silicon Carbide* (SiC). Estes semicondutores têm tempo de comutação menor e resistência interna inferior aos MOSFETs tradicionais, apresentando tensão de ruptura igual ou maior de 650 V. Além disso, o diodo intrínseco em antiparalelo desta família apresenta baixo tempo de recuperação reversa – podendo operar na faixa de 8~20ns, levando esta ser uma

opção melhor que os MOSFETs tradicionais para emprego nos conversores bidirecionais de elevado ganho.

Outra opção de tecnologia que pode trazer obter bons resultados são os interruptores de Nitreto de Gálio (GaN). Esses semicondutores, assim como os interruptores SiC, normalmente, tem tensão de ruptura elevada – superior a 650 V – baixa resistência de condução, além de que, o diodo intrínseco pode possuir baixos tempo de recuperação reversa.

Com base na explanação sobre tecnologia de interruptores disponíveis no mercado e para que não se fique restrito ao emprego de semicondutores SiC na topologia, um *snubber* passivo de corrente não dissipativo é proposto e apresentado na Figura 103. Trata-se de um circuito auxiliar passivo, composto por um número reduzido de componentes e que não utiliza interruptores totalmente controlados que dificultam e encarecem a implementação prática da estrutura.

Figura 103 – Topologia proposta: Ćuk com Indutor Chaveado Bidirecional.



Fonte: Autoria Própria

O *snubber* de corrente é composto por dois indutores L_{S1} e L_{S2} , um capacitor, C_S , e dois diodos, D_{S1} e D_{S2} , e tem por propósito: contribuir para a redução dos efeitos da recuperação reversa dos diodos intrínsecos de interruptores MOSFETs tradicionais; buscar melhoria nas comutações, não prejudicando o funcionamento da topologia; propiciar a entrada em condução ZCS nos semicondutores e reduzir as perdas. A comutação suave ZCS é garantida para uma ampla faixa de operação, tanto no modo de operação como elevador quanto como abaixador de tensão.

A partir deste ponto, serão apresentadas as etapas de operação da topologia com o *snubber* proposto para os dois modos de operação, elevador e abaixador de tensão, analisado os benefícios que este traz à operação do conversor.

4.6.1 Modo Elevador – Etapas de Operação com o *Snubber* Proposto

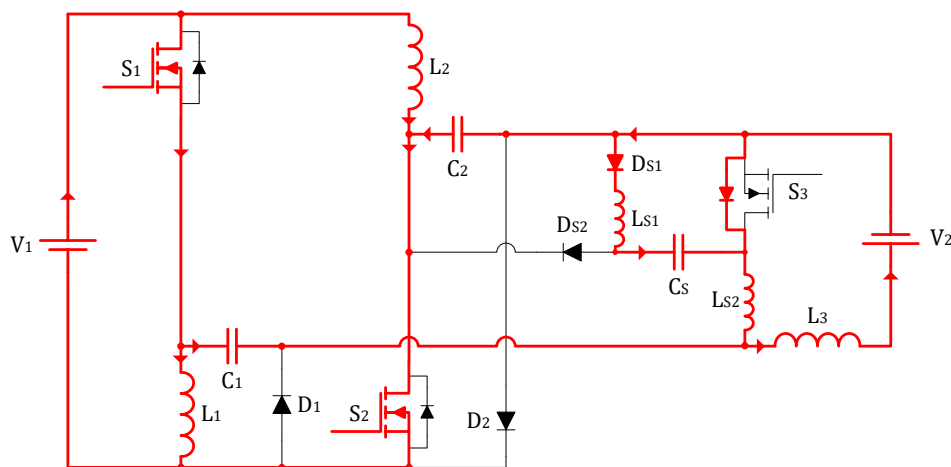
Considerando a operação do conversor em regime permanente e que todos os componentes são ideais, as etapas de operação da topologia com o *snubber* de corrente para o modo elevador são mostradas neste item. Reitera-se que nesse sentido de operação a corrente flui da fonte V_1 para a fonte V_2 , estando representada em vermelho.

4.6.1.1 Primeira etapa – modo elevador

Define-se como a primeira etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto, a qual inicia no instante em que os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir e o interruptor S_3 se encontra comandado a bloquear. O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 104. Com a condução dos interruptores S_1 e S_2 , suas respectivas correntes crescem linearmente e a corrente que circula pelo diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_3 decresce linearmente, limitada pela indutância L_{S2} , mitigando o efeito da recuperação reversa e fazendo com que a entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 seja ZCS.

Os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão sendo carregados e essa etapa tem duração até que a corrente que circula sobre o diodo intrínseco em antiparalelo do interruptor S_3 se iguale a zero, fazendo com que o mesmo bloqueie. A indutância L_{S2} no caminho da corrente reduz o fenômeno da recuperação reversa do diodo, obtendo assim a comutação ZCS durante o seu bloqueio. A partir do instante que o diodo do interruptor bloqueia, tem-se o início da próxima etapa de operação.

Figura 104 – Primeira etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.

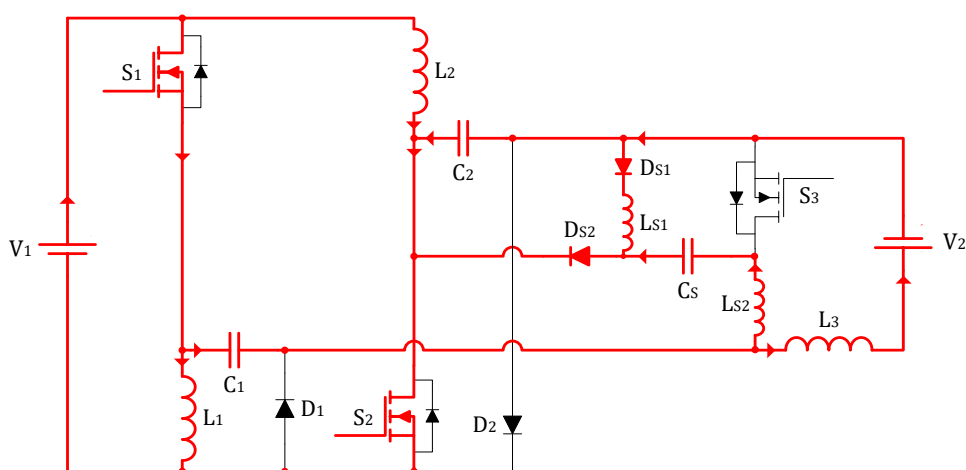


Fonte: Autoria Própria.

4.6.1.2 Segunda etapa – modo elevador

A segunda etapa de operação tem seu início quando a corrente que circulava pelo diodo intrínseco do interruptor S_3 chega a zero. O circuito equivalente desta etapa de operação está apresentado na Figura 105.

Figura 105 – Segunda etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

A corrente anteriormente armazenada no indutor do *snubber* L_{S1} começa a ser entregue linearmente para o capacitor C_2 – devolvida ao circuito – por meio dos diodos D_{S1} e D_{S2} . O bloqueio do diodo intrínseco do interruptor S_3 provoca a ressonância entre o indutor L_{S2} e o capacitor C_S do *snubber* de corrente e a energia

armazenada no indutor L_{S2} – proveniente da recuperação reversa do diodo intrínseco do interruptor S_3 – é entregue ao capacitor C_S .

A ressonância entre os componentes armazenadores de energia do *snubber*, L_{S2} e C_S , gera um semiciclo de evolução senoidal, o qual é finalizado quando a energia armazenada no indutor L_{S2} é totalmente entregue ao capacitor C_S . Paralelamente, o indutor L_{S1} continua entregando energia para o capacitor C_2 , sendo descarregado linearmente. O final desta etapa ocorre no instante em que toda a energia do indutor L_{S2} é entregue para C_S ao mesmo tempo que o indutor L_{S1} também entrega toda sua energia para o capacitor C_2 fazendo com que os diodos D_{S1} e D_{S2} bloqueiem.

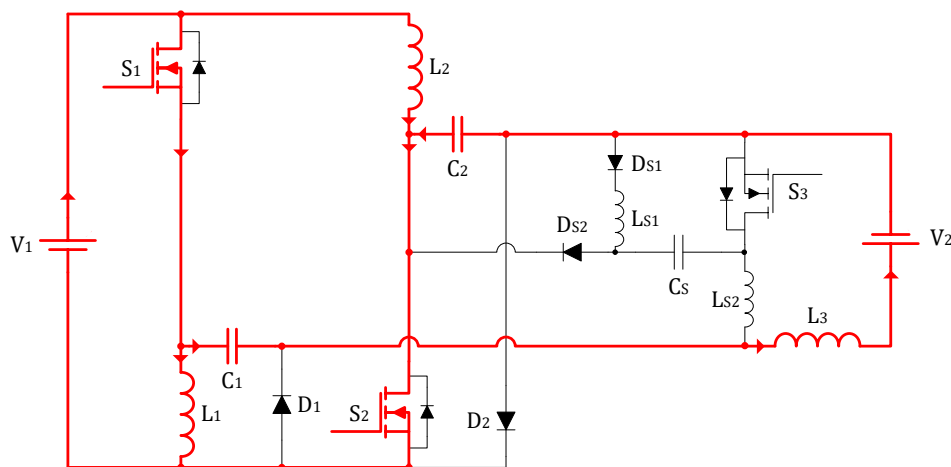
4.6.1.3 Terceira etapa – modo elevador

A terceira etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto tem seu início quando as correntes que circulavam pelos diodos D_{S1} e D_{S2} chegam a zero. O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 106.

Durante esta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão em condução, submetidos a corrente dos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, os quais continuam sendo carregados. É importante ressaltar que a corrente da fonte V_1 é dividida pelos interruptores, no qual, conseqüentemente, os esforços de corrente e as perdas são reduzidas.

O interruptor S_3 encontra-se bloqueado e a carga R é suprida pela fonte V_1 , a qual também entrega energia para o indutor L_3 , fazendo com que este permaneça se carregando na etapa de carregamento. Esta etapa de operação é equivalente à mostrada na Figura 86 e, conforme pode-se observar, não há influência do *snubber* no circuito equivalente. Está se encerra a partir do instante que os interruptores S_1 e S_2 são comandados a bloquear, retornando a primeira etapa.

Figura 106 – Terceira etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.

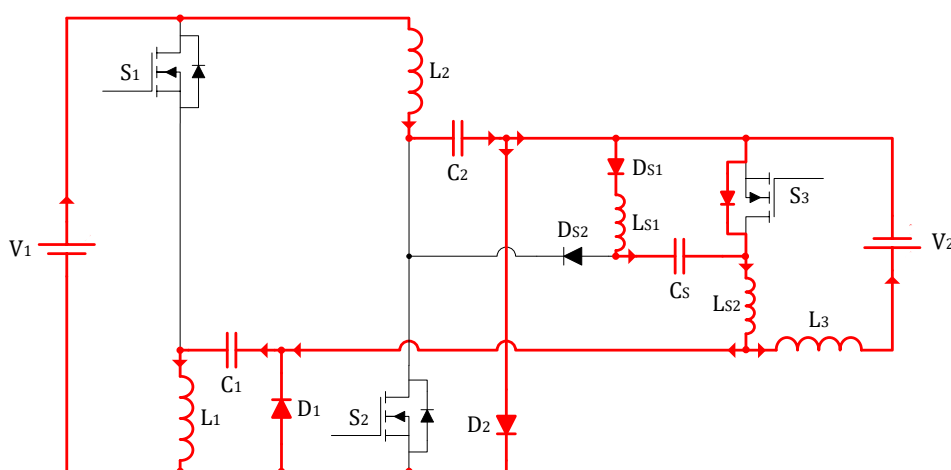


Fonte: Autoria Própria.

4.6.1.4 Quarta etapa – modo elevador

A quarta etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto está apresentada na Figura 107. O início desta etapa se dá no instante em que os interruptores S_1 e S_2 são comandados a bloquear.

Figura 107 – Quarta etapa de operação com o *snubber* – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

O bloqueio dos interruptores S_1 e S_2 provoca a condução dos diodos de grampeamento – diodos de roda livre – D_1 e D_2 , os quais conduzem a corrente dos indutores L_1 e L_2 , respectivamente. Além desses diodos, o diodo intrínseco do interruptor S_3 também entra em condução, permitindo a roda livre da corrente da fonte

V_2 . Os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão entregando energia e suas correntes decrescem linearmente.

Durante esta etapa, o diodo D_{S1} também entra em condução e o capacitor C_S entrega energia para o indutor L_{S1} , o qual se carrega. O indutor L_{S2} está submetido a soma das correntes do indutor L_{S1} com a corrente sobre o diodo intrínseco do interruptor S_3 . O final desta etapa de operação ocorre quando os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir, permitindo o início da primeira etapa de operação.

Na observância das etapas de operação do conversor para esse modo de operação, pode-se observar que o *snubber* passivo de corrente proposto permite que seja empregado qualquer tipo de interruptor na topologia, não ficando limitado às características elétricas do diodo intrínseco. Vale destacar que este é um ponto crítico das topologias bidirecionais, sendo mais acentuado nas topologias de elevado ganho estático. Além disso, o *snubber* permite a entrada em condução ZCS nos interruptores S_1 e S_2 , reduzindo as perdas.

Em resumo, apresentam-se os pontos principais da operação do *snubber* de corrente do conversor para o modo de operação como elevador de tensão:

- ✓ No momento em que são comandados a conduzir os interruptores S_1 e S_2 o fenômeno de recuperação reversa do diodo intrínseco do interruptor S_3 é limitado pela indutância L_{S2} , a qual armazena a energia – primeira etapa.
- ✓ A indutância L_{S2} transfere a energia do fenômeno de recuperação reversa para o capacitor C_S em um semiciclo ressonante. Paralelamente, o indutor L_{S1} transfere energia para o capacitor C_2 , a qual é devolvida ao conversor – segunda etapa;
- ✓ O diodo D_{S2} bloqueia e ocorre a etapa de armazenamento de energia – terceira etapa;
- ✓ Os interruptores S_1 e S_2 são comandados a bloquear, levando a condução dos diodos D_1 e D_2 . O capacitor C_S transfere energia da recuperação reversa para o indutor L_{S1} – quarta etapa;

4.6.1.5 Formas de ondas – modo elevador

As formas de ondas do conversor operando com o *snubber* de corrente estão apresentadas na Figura 108. Apresentam-se a corrente e a tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 , a corrente e a tensão sobre os diodos D_1 , D_2 , D_{S1} e D_{S2} , a corrente sobre os indutores L_{S1} e L_{S2} e a tensão sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_S .

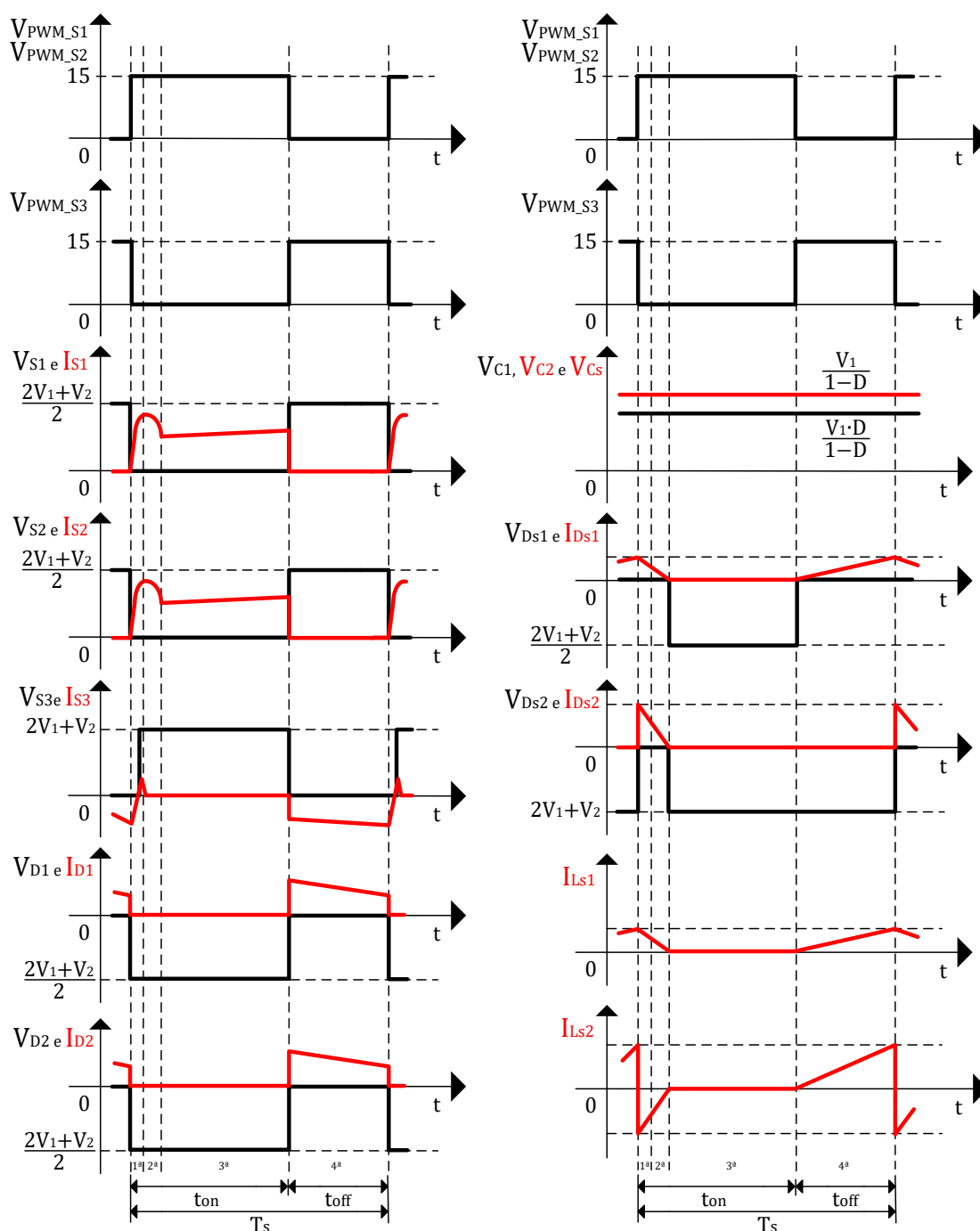
Ao observar as formas de ondas do conversor é importante ressaltar que os esforços de tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 não sofrem alterações com a inclusão do *snubber*, permanecendo os mesmos esforços de tensão mostrados e definidos anteriormente. É importante salientar que a corrente do lado de baixa tensão do conversor é dividida pelos interruptores S_1 e S_2 , reduzindo os esforços de corrente e, conseqüentemente, as perdas por condução.

Já a tensão em que os diodos de roda livre D_1 e D_2 , assim como o diodo do *snubber*, D_{S1} , precisam suportar é a mesma tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , ou seja, apresentam esforços de tensão reduzidos. Por outro lado, o diodo do *snubber* D_{S2} , assim como o interruptor S_3 , ficam submetidos ao dobro da tensão.

O Capacitor C_1 fica carregado com o mesmo valor de tensão de um conversor CC-CC *buck-boost* clássico e os capacitores C_2 e C_S assumem a mesma tensão de saída de um conversor CC-CC *boost* clássico.

O indutor L_{S1} opera como um conversor CC-CC *buck-boost* clássico no modo de condução descontínua armazenando a energia da recuperação reversa em uma etapa e devolvendo ao circuito na sequência e o indutor L_{S2} é o indutor do *snubber* que propicia as comutações suaves ZCS.

Figura 108 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o *snubber* – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

4.6.2 Modo Abaixador – Etapas de Operação com o *Snubber* Proposto

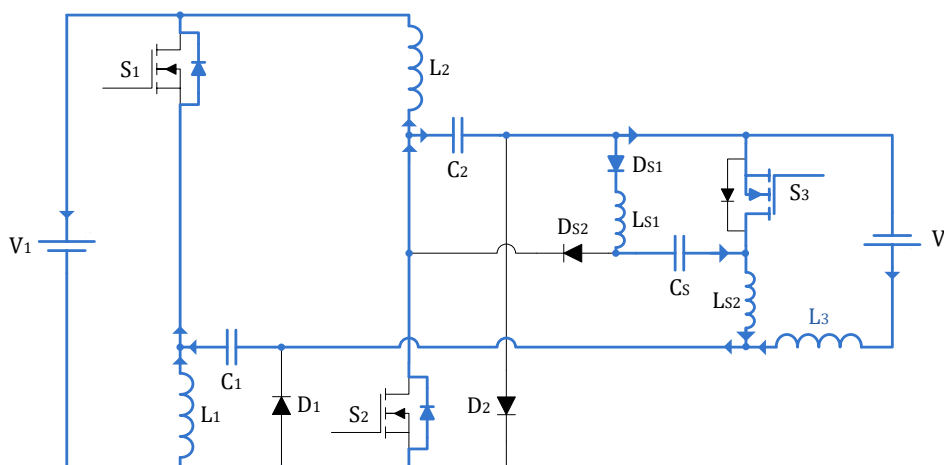
Novamente, considerando a operação do conversor em regime permanente e que todos os componentes são ideais, as etapas de operação da topologia com o *snubber* passivo de corrente para o modo abaixador são mostradas e descritas.

Reitera-se que nesse sentido de operação a corrente flui da fonte V_2 para a fonte V_1 , estando representada em azul.

4.6.2.1 Primeira etapa – modo abaixador

Define-se como a primeira etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto para o modo abaixador, a qual inicia no instante em que o interruptor S_3 é acionado e o interruptores S_1 e S_2 encontram-se bloqueados. O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 109. Com a condução do interruptor S_3 sua corrente cresce linearmente e a corrente que circula pelos diodos intrínsecos em antiparalelo dos interruptores S_1 e S_2 decrescem linearmente, limitadas pela indutância L_{S2} , a qual mitiga o efeito da recuperação reversa e faz com que a entrada em condução do interruptor S_3 seja ZCS, bem como o bloqueio dos interruptores S_1 e S_2 .

Figura 109 – Primeira etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Durante esta etapa, o diodo D_{S1} também entra em condução e o indutor L_{S1} se carrega com a tensão do capacitor C_S , o qual entrega energia. O indutor L_{S2} está submetido a soma das correntes dos indutores L_2 e L_3 , os quais juntamente com L_1 estão sendo carregados e essa etapa tem duração até que a corrente que circula

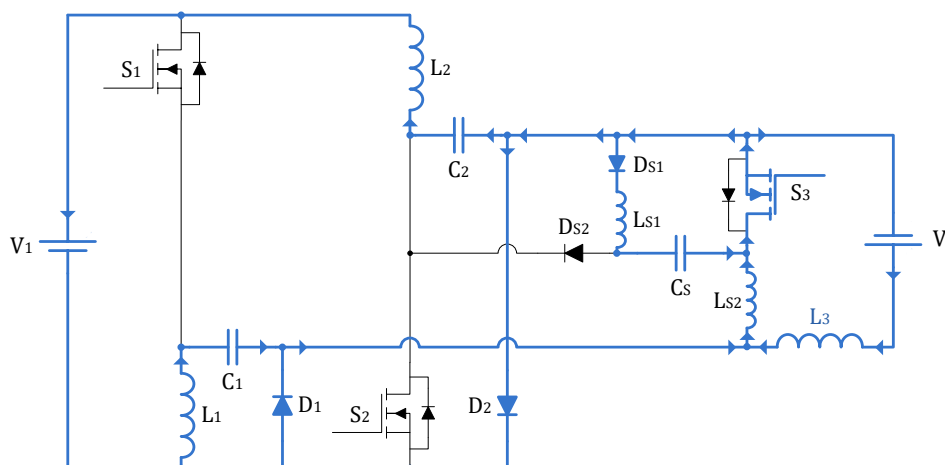
sobre os diodos intrínsecos em antiparalelo dos interruptores S_1 e S_2 se igualem a zero, fazendo com que estes bloqueiem, dando início a segunda etapa de operação.

4.6.2.2 Segunda etapa – modo abaixador

A segunda etapa de operação tem seu início quando a corrente que circulava pelos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 se igualam a zero. O circuito equivalente desta etapa de operação está apresentado na Figura 110. A interrupção da condução dos diodos intrínsecos em antiparalelo dos interruptores S_1 e S_2 provoca a condução dos diodos D_1 e D_2 .

O indutor L_{S1} do *snubber* continua se carregando durante toda a etapa com a tensão do capacitor C_S , assim como os indutores L_1 , L_2 e L_3 , os quais também armazenam energia. Esta etapa tem duração até o instante que o interruptor S_3 é comandando a bloquear, propiciando o início da terceira etapa de operação.

Figura 110 – Segunda etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



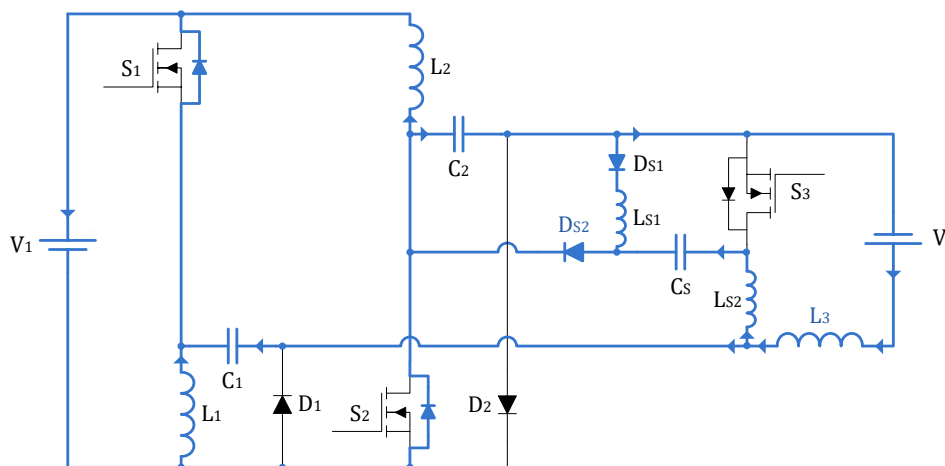
Fonte: Autoria Própria.

4.6.2.3 Terceira etapa – modo abaixador

A terceira etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto para o modo abaixador, inicia no instante em que o interruptor S_3 é

comandado a bloquear e os diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 entram em condução. O circuito equivalente desta etapa está apresentado na Figura 111.

Figura 111 – Terceira etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



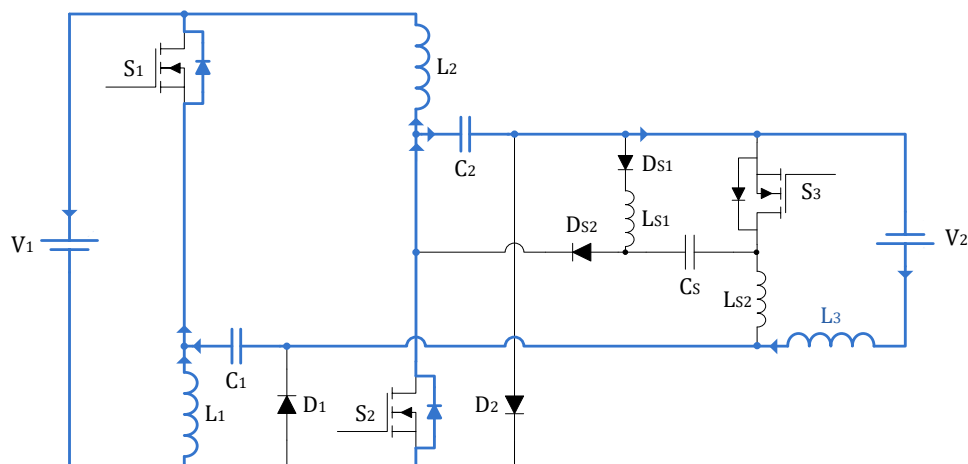
Fonte: Autoria Própria.

Com a condução dos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 , suas respectivas correntes decrescem linearmente, limitadas pela indutância L_{S2} , reduzindo as perdas de entrada em condução. Os indutores L_1 , L_2 e L_3 começam a serem descarregados e essa etapa tem duração até que a corrente anteriormente armazenada no indutor do *snubber* L_{S1} seja totalmente entregue ao capacitor C_2 – devolvida ao circuito – por meio dos diodos D_{S1} e D_{S2} , interrompendo a corrente, fazendo com que estes bloqueiem, dando início a quarta etapa de operação.

4.6.2.4 Quarta etapa – modo abaixador

A quarta etapa de operação do conversor com o *snubber* de corrente proposto está apresentada na Figura 107. O início desta etapa se dá no instante em que a corrente que circula pelos diodos D_{S1} e D_{S2} é interrompida, não havendo circulação de corrente pelos componentes do *snubber*, iniciando a etapa de roda livre. O final desta etapa ocorre no instante em que o interruptor S_3 é comandado a bloquear, dando início novamente a primeira etapa.

Figura 112 – Quarta etapa de operação com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Na observância das etapas de operação do conversor para esse modo de operação, pode-se observar que o *snubber* passivo de corrente proposto permite que seja empregado qualquer tipo de interruptor na topologia, não ficando limitado às características elétricas do diodo intrínseco. Vale destacar que este é um ponto crítico das topologias bidirecionais, sendo mais acentuado nas topologias de elevado ganho estático. Além disso, o *snubber* permite a entrada em condução ZCS nos três interruptores e o bloqueio nos interruptores S_1 e S_2 , reduzindo as perdas.

Em resumo, apresentam-se os pontos principais da operação do *snubber* de corrente do conversor para o modo de operação como abaixador de tensão:

- ✓ No momento em que é comandado a conduzir o interruptor S_3 o fenômeno de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 é limitado pela indutância L_{S2} e o indutor L_{S1} é carregado pela tensão do capacitor C_S – primeira etapa.
- ✓ A corrente através dos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 se interrompe e se tem a etapa de armazenamento de energia. Paralelamente, o indutor L_{S1} continua sendo carregado com a tensão do capacitor C_S – segunda etapa;

- ✓ O interruptor S_3 é comandado a bloquear e o indutor L_{S1} entrega energia para o capacitor C_2 , devolvendo ao circuito, até esta ser totalmente entregue, bloqueando os diodos D_{S1} e D_{S2} – terceira etapa;
- ✓ Os diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo e ocorre a etapa de roda livre do conversor – quarta etapa;

4.6.2.5 Formas de ondas – modo abaixador

Assim como no modo elevador, as formas de ondas do conversor operando com o *snubber* de corrente para o modo abaixador são apresentadas na Figura 113. Apresentam-se a corrente e a tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 , a corrente e a tensão sobre os diodos D_1 , D_2 , D_{S1} e D_{S2} , a corrente sobre os indutores L_{S1} e L_{S2} e a tensão sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_S .

Ao observar as formas de ondas do conversor é importante ressaltar que os esforços de tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 não sofrem alterações com a inclusão do *snubber*, permanecendo os mesmos esforços de tensão mostrados e definidos anteriormente. É importante salientar que a corrente do lado de baixa tensão do conversor – saída para este modo de operação – é dividida pelos interruptores S_1 e S_2 , reduzindo os esforços de corrente e, conseqüentemente, as perdas por condução.

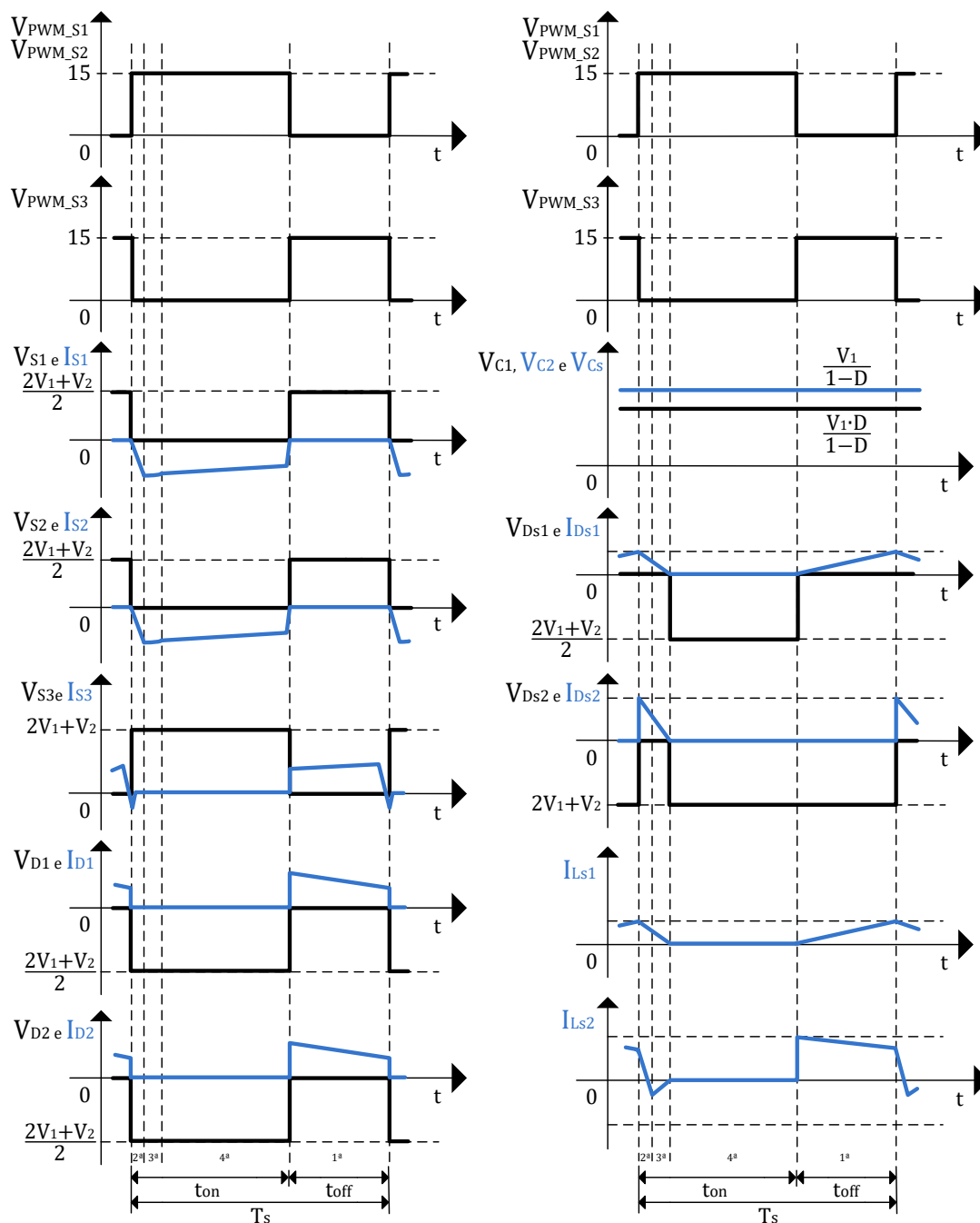
Já a tensão em que os diodos de roda livre D_1 e D_2 , assim como o diodo do *snubber*, D_{S1} , precisam suportar é a mesma tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , ou seja, apresentam esforços de tensão reduzidos. Por outro lado, o diodo do *snubber* D_{S2} , assim como o interruptor S_3 , ficam submetidos a tensão mais alta.

O Capacitor C_1 fica carregado com o mesmo valor de tensão de um conversor CC-CC *buck-boost* clássico e os capacitores C_2 e C_S assumem a mesma tensão de saída de um conversor CC-CC *boost* clássico.

O indutor L_{S1} do *snubber* opera como o indutor de um conversor CC-CC *buck-boost* clássico no modo de condução descontínua armazenando a energia da

recuperação reversa em uma etapa e devolvendo ao circuito na sequência e o indutor L_{S2} é o indutor do *snubber* que propicia as comutações suaves ZCS.

Figura 113 – Formas de ondas nos componentes do conversor com o *snubber* – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

4.6.3 Projeto do *Snubber* Passivo de Corrente Proposto

Na observância dos benefícios para a operação do conversor que o *snubber* passivo de corrente proposto propicia e, após a identificação de todas as etapas de operação da topologia com o circuito para os dois sentidos de operação, é possível realizar o projeto dos componentes do *snubber* para implementação prática.

Para determinação dos componentes do *snubber*, é necessário considerar alguns critérios e parâmetros de projeto. Sabe-se que este é responsável pela limitação da corrente de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores. Desta forma, pode-se considerar qualquer etapa de operação que esteja sendo limitada a derivada de corrente para obter as expressões de projeto do *snubber* proposto.

A partir da primeira etapa de operação do conversor operando no modo elevador, é possível obter (4.45), a qual é utilizada para determinar o valor da indutância L_{S2} . O valor desta indutância pode ser obtido a partir das formas de ondas teóricas do conversor com o *snubber* operando no modo elevador – Figura 108. Assim, definindo o intervalo de $\Delta t_1 = 100ns$, que representa um tempo típico de derivada, pode-se calcular o valor do indutor L_{S2} .

$$L_{S2} = \frac{\Delta t_1 (V_1 + V_{C1} + V_{C2})}{i_{L3}} \approx 10\mu H \quad (4.45)$$

Com a especificação do indutor do *snubber* L_{S2} , o capacitor C_S pode ser obtido pela definição do período ressonante da transferência de energia. O período ressonante é o tempo Δt_2 , segunda etapa de operação do conversor operando no modo elevador. O tempo desta etapa é de, aproximadamente, $\Delta t_2 = 2\mu s$. Logo, apresenta-se a equação para determinação do capacitor C_S em (3.54).

$$C_S = \frac{\Delta t_2^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_S} \approx 1\mu F \quad (4.46)$$

O capacitor C_S recebe a energia da recuperação reversa dos diodos intrínsecos a cada etapa de operação e, devido a este fato, faz-se necessária sua

descarga. Este capacitor pode ser considerado a fonte da tensão de entrada de um conversor clássico *buck-boost*, o qual é composto pelo interruptor S_3 , indutor L_{S1} , diodo D_{S2} e capacitor C_2 – que representa a tensão de saída – operando no modo de condução descontínuo. Sabendo que a razão cíclica deste conversor é igual a razão cíclica complementar do conversor Ćuk e atribuindo um valor de pico de corrente igual a $\Delta i_{L_{S2}} = 1,2A$, a indutância L_{S1} pode ser obtida por meio de (4.47)

$$L_{S1} = \frac{V_{C2} \cdot (1-D)}{\Delta i_{L_{S2}} \cdot fs} \approx 333\mu H \quad (4.47)$$

Por fim, para o dimensionamento dos diodos D_{S1} e D_{S2} , (4.48) e (4.49) podem ser utilizadas, sendo a tensão máxima que estes permanecem submetidos, obtida por meio da análise das formas de ondas teóricas. O período de condução dos diodos do *snubber* é reduzido e corrente média sobre estes é baixa.

$$V_{D_{S1}} = \frac{2V_1 + V_2}{2} = 99V \quad (4.48)$$

$$V_{D_{S2}} = 2V_1 + V_2 = 198V \quad (4.49)$$

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Apresenta-se, neste item, os resultados experimentais obtidos com a implementação prática da topologia proposta juntamente com o *snubber* passivo de corrente anteriormente descrito. Na Tabela 8, mencionam-se todos os componentes utilizados na placa de potência. A implementação do sistema de comando e controle se deu por meio da utilização do circuito integrado UC-3524, operando em malha aberta. Para a aquisição das formas de ondas, utilizou-se o osciloscópio Tektronix MDO-3014, sendo que o esquemático implementado está mostrado Apêndice D.

Tabela 8 – Valores dos componentes utilizados no protótipo – Ćuk Bidirecional.

Componente	Valor e descrição
Indutores (L_1 e L_2)	Indutância: $323\mu H$ Número de espiras: 29 Fio condutor: 4x50x34 Litz Núcleo: EE – 65
Indutor (L_3)	Indutância: $2,02mH$ Número de espiras: 87 Fio condutor: 1x50x34 Litz Núcleo: EE – 55
Capacitor (C_1)	Poliéster: $4,7\mu F / 250V$
Capacitor (C_2)	Poliéster: $4,7\mu F / 250V$
Capacitor (C_3)	Eletrolítico: $220\mu F / 400V$
Capacitor (C_4)	Eletrolítico: $4700\mu F / 63V$
Interruptores (S_1 e S_2)	IRFP-4768PbF: $93A / 250V / 14,5m\Omega$
Interruptor (S_3)	IRFP-4868PbF: $70A / 300V / 25,5m\Omega$
Diodos (D_1 e D_2)	STPSC12065-Y: $12A / 650V$
Indutor (L_{S1})	Indutância: $10\mu H$ Número de espiras: 5 Fio condutor: 1x50x34 Litz Núcleo: EE – 30 / 07
Indutor (L_{S2})	Indutância: $300\mu H$ Número de espiras: 82 Fio condutor: 1x50x34 Litz Núcleo: EE – 42 / 15
Capacitor (C_S)	Poliéster: $1\mu F / 250V$
Diodos (D_{S1} e D_{S2})	MUR-1560: $15A / 600V$

Fonte: Aatoria Própria.

4.7.1 Modo Elevador – Resultados Experimentais

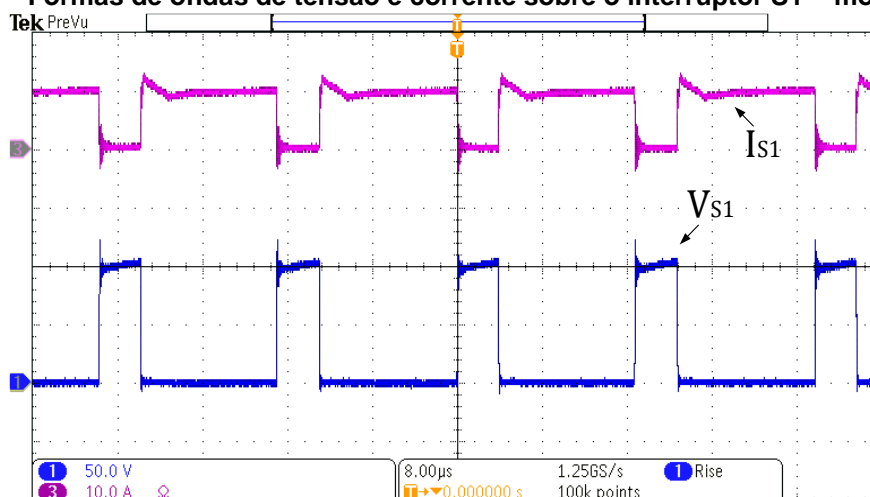
Opta-se, em princípio, de apresentar os resultados experimentais do conversor operando com a corrente fluindo da fonte V_1 para a fonte V_2 , ou seja, como

elevador de tensão. Para toda a análise, considerou-se a operação do conversor nas características nominais de projeto, ou seja, tensão V_1 de 24 V, tensão V_2 de 150 V e potência de saída igual a 300 W. Os demais parâmetros estão apresentados na Tabela 6.

A primeira forma de onda apresentada está mostrada na Figura 114, onde se expõem a corrente e a tensão sobre o interruptor S_1 . Com relação a tensão sobre o interruptor, observa-se uma pequena sobretensão proveniente do *layout* da placa. O valor máximo de tensão observado foi de 122 V. Esperava-se, de acordo com a forma de onda teórica de tensão sobre o interruptor, apresentada anteriormente, uma tensão igual a 99 V. Este interruptor, assim como o interruptor S_2 , apresentam esforços de tensão reduzidos.

Ao se tratar da forma de onda de corrente sobre o interruptor S_1 , após comando do mesmo e o início do crescimento da corrente, limitada por L_{S2} . Na sequência, a corrente sobre o interruptor cresce em rampa até que este seja comando a bloquear. Esse interruptor processa a corrente do indutor L_1 . Obteve-se, para o valor eficaz de corrente sobre o interruptor, 8,55 A, sendo que este interruptor divide a corrente de entrada com o interruptor S_2 , reduzindo os esforços de corrente e, conseqüentemente, as perdas por condução.

Figura 114 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S1 – modo elevador.

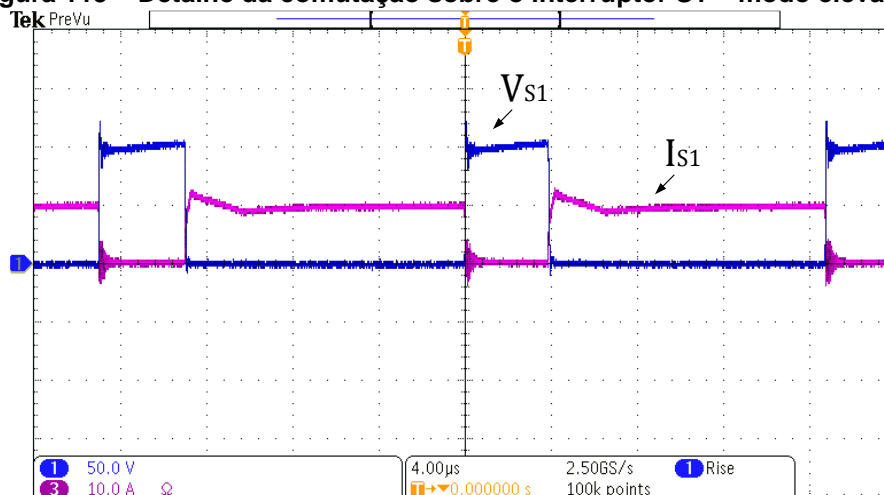


Fonte: Autoria Própria.

Na continuidade da análise das formas de ondas sobre o interruptor S_1 apresenta-se na Figura 115 o detalhe de sua comutação. Pode-se observar que a

entrada em condução do interruptor é suave, obtendo uma comutação do tipo ZCS, devido a presença do indutor L_{S2} do *snubber* no caminho da corrente. Essa comutação contribui para o acréscimo no rendimento global do conversor. Observa-se também que o bloqueio deste interruptor é dissipativo.

Figura 115 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S1 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

As formas de ondas no interruptor S_2 estão apresentadas na Figura 116. Como se pode observar, há pouca sobretensão durante a comutação do interruptor e o valor máximo de tensão observado foi igual a 114 V, comprovando os esforços de tensão reduzidos sobre o interruptor. Este interruptor processa a corrente do indutor L_2 e o valor eficaz de corrente medido foi de 7,71 A. Reitera-se que este interruptor divide a corrente de entrada com S_1 .

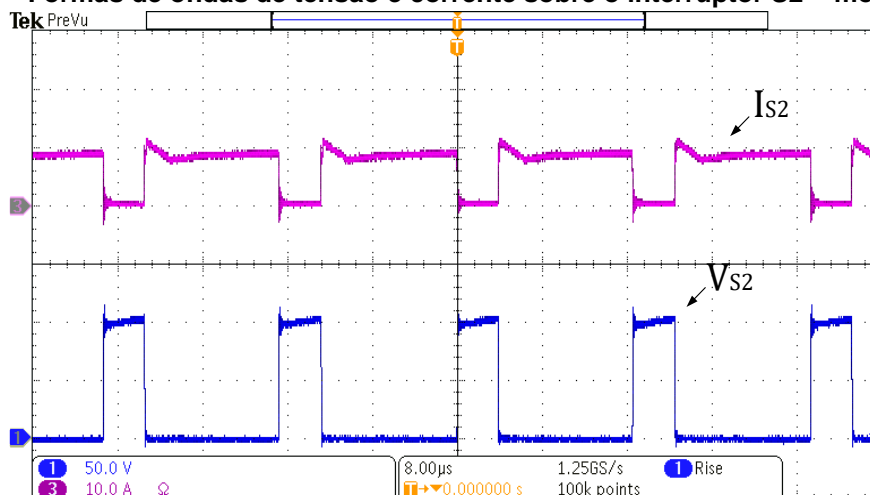
Novamente, com o intuito de observar a comutação do interruptor S_2 , mostram-se na Figura 117 as formas de ondas de tensão e corrente em detalhe. Nota-se que somente há crescimento da corrente após o comando do interruptor que é feito juntamente com S_1 , novamente limitada por L_{S2} .

A entrada em condução do interruptor é ZCS, ou seja, com corrente nula e o bloqueio, assim como o do interruptor S_1 é puramente dissipativo. Nesse sentido, as perdas na entrada em condução são reduzidas.

Concluindo a apresentação das formas de ondas sobre os interruptores, expressam-se na Figura 118 as formas de ondas de tensão e de corrente sobre o interruptor S_3 . Ao observar a forma de onda da tensão, pode-se notar um pequeno efeito de sobretensão no momento do bloqueio, proveniente do *layout* da placa, e o

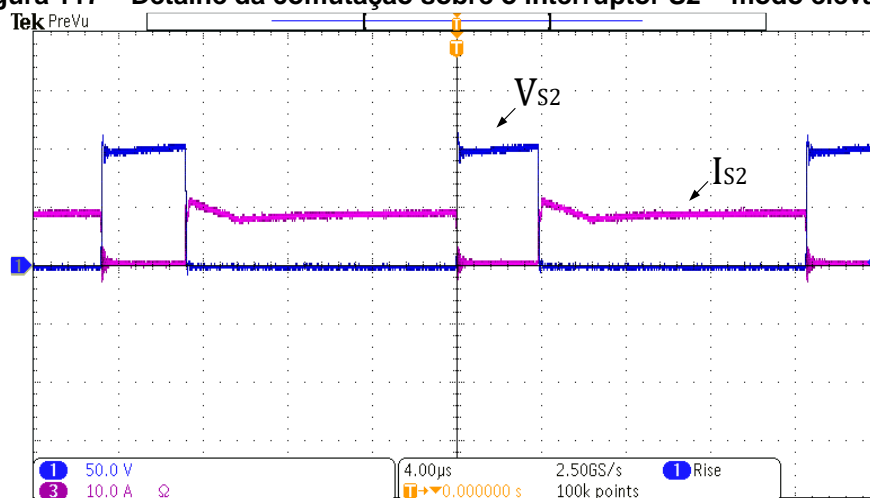
valor máximo de tensão observado foi igual a 248 V. Conforme anteriormente comentado, este interruptor não tem esforços de tensão reduzidos, sendo essa uma desvantagem da topologia.

Figura 116 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S2 – modo elevador.



Fonte: Autorial Própria.

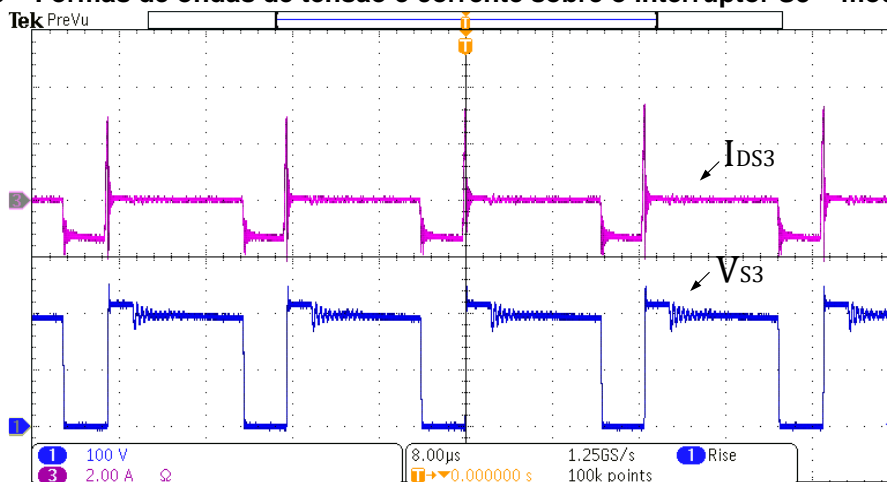
Figura 117 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S2 – modo elevador.



Fonte: Autorial Própria.

Sobre a corrente em que o interruptor S_3 conduz, nota-se que esta é negativa, sendo que isso se dá pelo conversor estar operando como elevador de tensão e a corrente fluindo por meio do diodo intrínseco do interruptor. Obteve-se 753mA referente ao valor eficaz de corrente e é importante ressaltar que a corrente de roda livre do conversor flui por meio dos diodos D_1 e D_2 . Observa-se um pico de corrente da recuperação reversa sobre o semicondutor, mas o valor é reduzido.

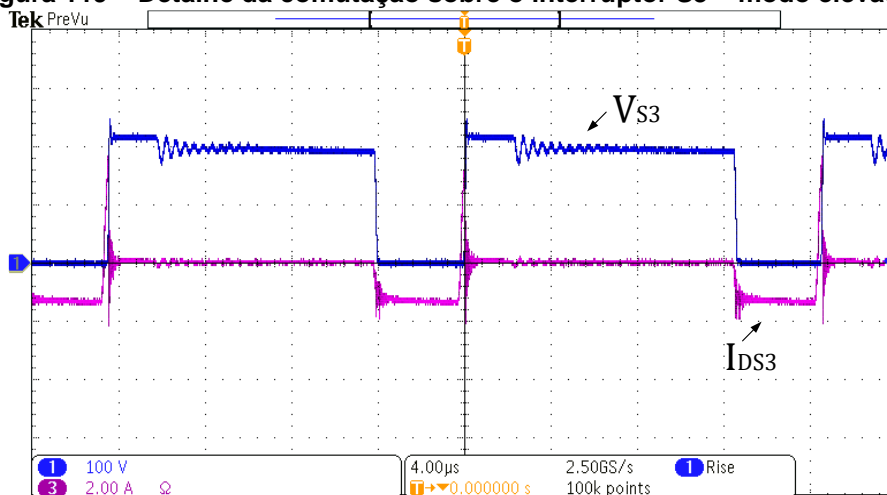
Figura 118 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_3 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 119, mostra-se o detalhe da comutação sobre o interruptor S_3 com as formas de ondas de sobrepostas. Assim como nos outros interruptores, novamente se observa a entrada em condução suave, ou seja, ZCS. Ao se tratar do bloqueio, observa-se que durante a retirada do pulso de comando do interruptor, a corrente vem decrescendo, limitada pelo indutor L_{S2} do *snubber*. Sendo assim, os esforços durante a entrada em condução e o bloqueio do interruptor são reduzidos, permitindo a diminuição das perdas por comutação.

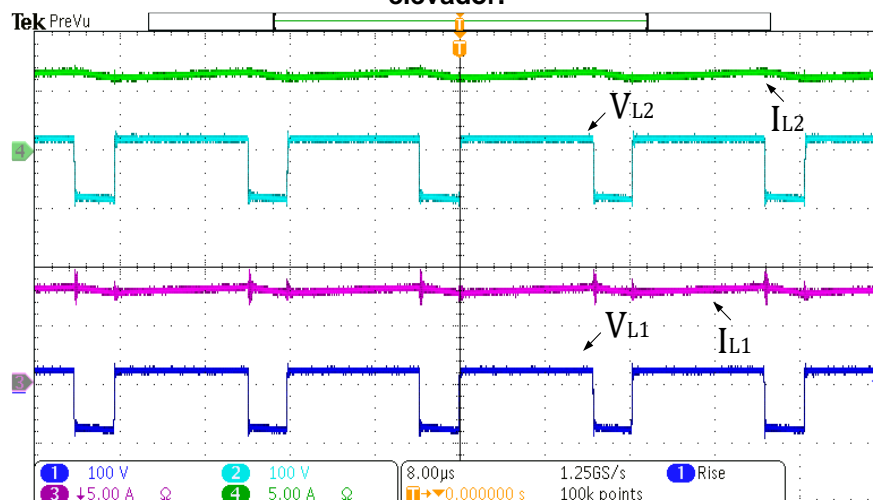
Figura 119 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S_3 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

As formas de ondas apresentadas na Figura 120 referem-se a tensão e a corrente sobre os indutores L_1 e L_2 . Estes indutores ficam submetidos a corrente do lado de baixa tensão do conversor, dividindo a corrente de entrada.

Figura 120 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L1 e L2 – modo elevador.



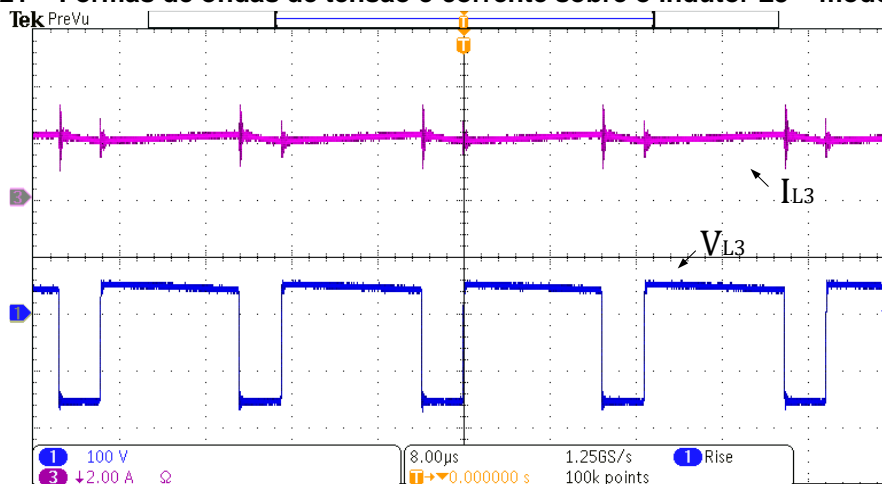
Fonte: Autoria Própria.

Os valores médios de corrente sobre os indutores L_1 e L_2 obtidos foram, 7,42 A e 6,12 A, respectivamente. Com relação a ondulação de corrente sobre estes indutores, observou-se, aproximadamente, 15% conforme especificado no projeto. Já os valores de tensão máxima e mínima sobre os indutores em questão alcançados foram, respectivamente, 34 V e -94 V.

Na Figura 121 mostram-se as formas de ondas de tensão e corrente sobre o indutor L_3 . Este indutor fica submetido a corrente do lado de alta tensão do conversor e tem seu valor médio de corrente igual ao valor médio da corrente de saída. O valor médio de corrente sobre o indutor L_3 obtido foi igual a 2,03 A. Com relação a ondulação de corrente sobre este indutor, observou-se, aproximadamente, 15% conforme especificado no projeto. Sobre os valores de tensão máxima e mínima, alcançou-se 58 V e -174 V, respectivamente.

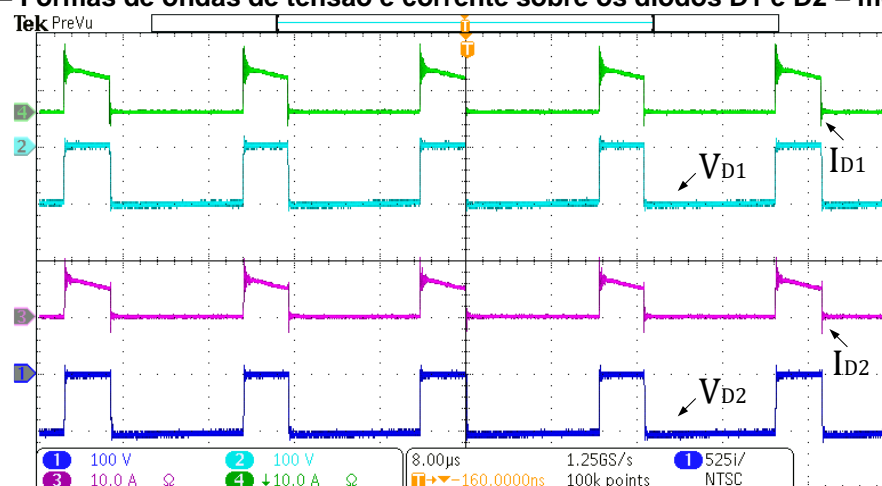
As formas de ondas de tensão e de corrente sobre os diodos D_1 e D_2 podem ser observadas na Figura 122. Obteve-se, 3,58 A e 3,03 A, referente ao valor eficaz de corrente sobre os diodos D_1 e D_2 , respectivamente. Com relação a tensão, os esforços máximos obtidos em laboratório para os diodos D_1 e D_2 foram 122 V e 118 V, na sequência.

Figura 121 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o indutor L3 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

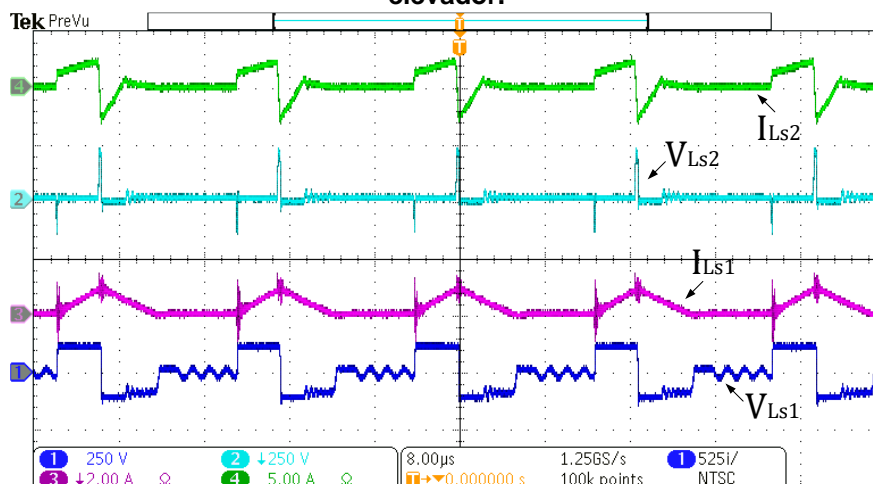
Figura 122 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os diodos D1 e D2 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 123 mostram-se as formas de ondas de corrente e de tensão sobre os indutores do *snubber*, L_{S1} e L_{S2} . A valor médio de corrente obtido foi igual a 261mA e 227mA para os indutores L_{S1} e L_{S2} , respectivamente. Sobre valor máximo e mínimo de tensão, chegou-se a 150 V e -130 V para o indutor L_{S1} e 155 V e -235 V para o indutor L_{S2} , na sequência.

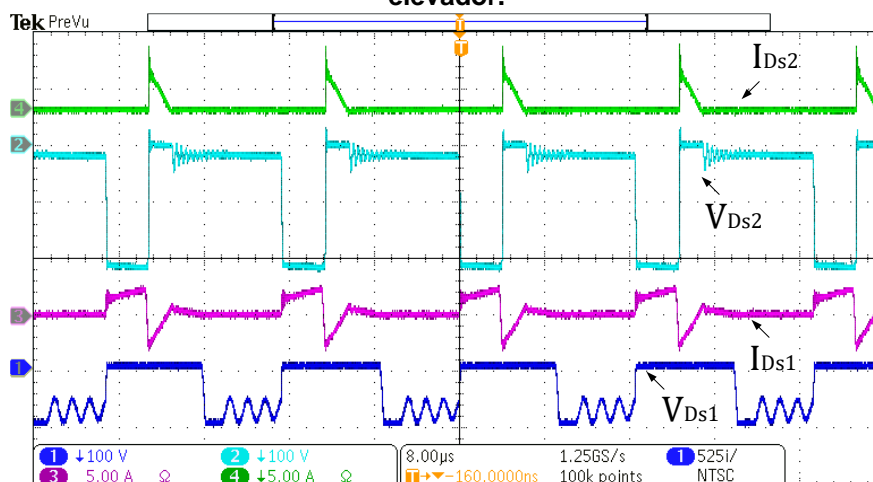
Figura 123 – Formas de ondas de corrente e tensão sobre os indutores L_{s1} e L_{s2} – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Na continuidade da apresentação das formas de ondas dos componentes do *snubber*, revela-se na Figura 124, as formas de ondas da tensão e da corrente nos diodos D_{S1} e D_{S2} . O valor eficaz de corrente e o valor máximo de tensão medidos foram iguais a 1,12 A e 101 V para o diodo D_{S1} e 739mA e 223 V para o diodo D_{S2} , respectivamente.

Figura 124 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos D_{s1} e D_{s2} – modo elevador.

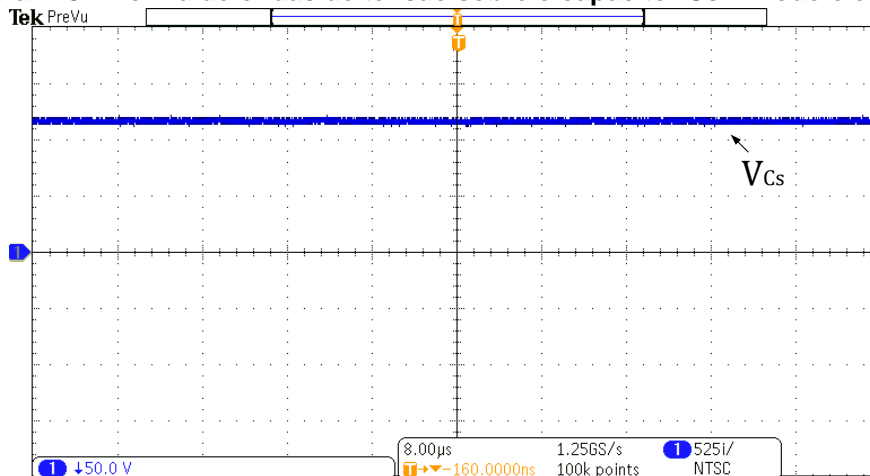


Fonte: Autoria Própria.

Para finalizar a apresentação das formas de ondas dos componentes do *snubber*, apresenta-se na Figura 125 a forma de onda da tensão sobre o capacitor C_S , obtendo 117 V referente ao valor médio da tensão. Conforme pode-se observar

nas formas de ondas e comentários, a energia que circula pelo *snubber* passivo de corrente é relativamente baixa.

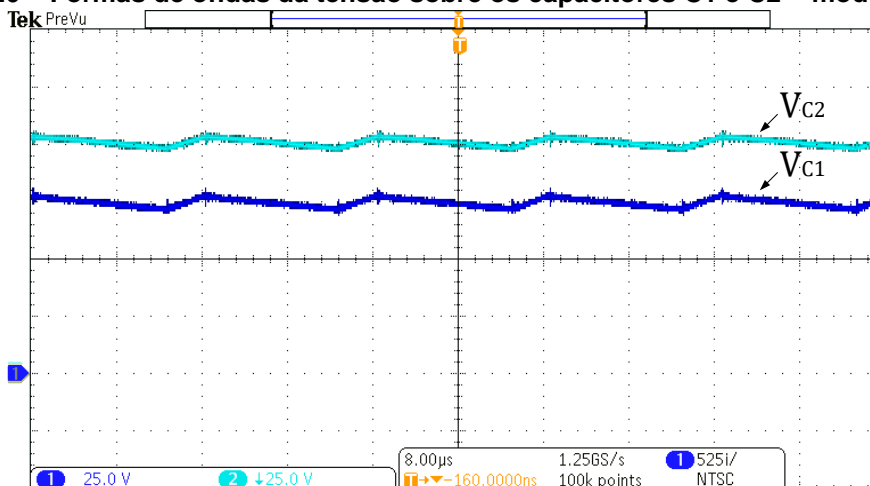
Figura 125 – Forma de ondas de tensão sobre o capacitor C_s – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

A tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 estão apresentadas na Figura 126 e seus valores médios, obtidos no laboratório, foram 74,6 V e 99,9 V, respectivamente. De acordo com os parâmetros de projeto, esperava-se uma ondulação de tensão igual a 10%, sendo esta observada durante os ensaios práticos. O valor máximo de tensão sobre os capacitor C_1 e C_2 obtidos foram 78 V e 107 V, respectivamente.

Figura 126 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 – modo elevador.

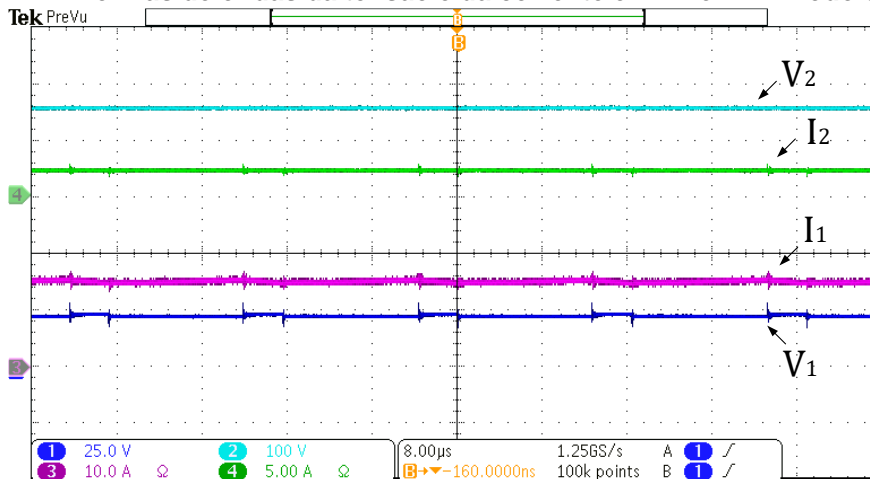


Fonte: Autoria Própria.

Por fim, as últimas formas de ondas que se encontram mostradas na Figura 127, referem-se à tensão e corrente de entrada V_1 e a tensão e corrente de saída V_2 . Para a fonte V_1 o valor médio de tensão obtido foi igual a 24 V, conforme projetado.

Ao se tratar do valor médio de corrente, chegou-se a 13,54 A. Com esses números, tem-se a potência na entrada do conversor igual a 325 W, aproximadamente.

Figura 127 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V1 e V2 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

Para a fonte de saída, ou seja V_2 , o valor médio de tensão observado foi igual a 150 V com um valor médio de corrente 2,03 A, valores estes que geraram uma potência de saída igual a 304 W, aproximadamente. Observa-se baixa ondulação de tensão e, conseqüentemente, de corrente devido a inserção de capacitores tanto na entrada quando na saída do conversor.

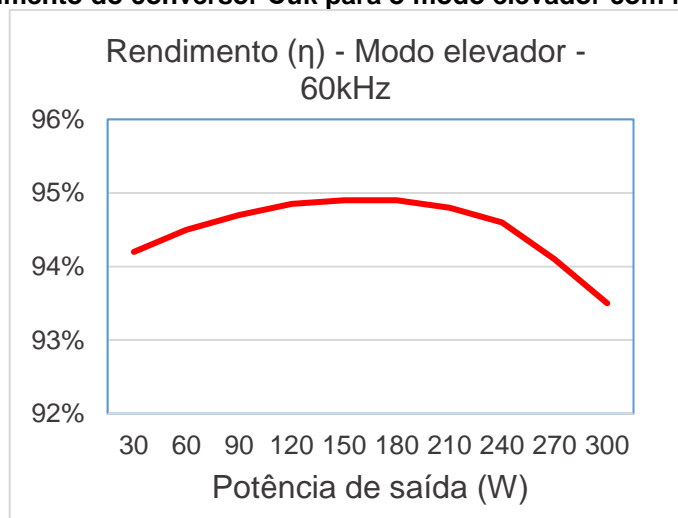
Na entrada, ou seja na fonte V_1 , a inserção do capacitor C_4 de filtro se fez necessária devido as não idealidades das fontes simétricas que utilizou-se para ensaiar o protótipo. A forma da onda da corrente de entrada é contínua, mas tem uma ondulação em alta frequência conforme pode ser observada na simulação numérica – Figura 100 – proveniente da inserção da técnica de indutores chaveados.

Ao se tratar da forma de onda da corrente de saída I_2 , optou-se por adquiri-la após o capacitor C_3 a propósito de padronizar a aquisição. É importante destacar novamente que a corrente de saída do conversor sem a inserção do referido capacitor é igual a corrente sobre o indutor L_3 – já mostrada na Figura 121 – apresentado a ondulação de corrente conforme projetada.

Com os dados apresentados neste item pode-se caracterizar a operação do conversor no modo elevador. Ao levar em consideração esse ponto de operação do conversor, o qual representa a condição nominal de projeto da topologia, conforme outrora comentado, alcança-se um rendimento na casa dos 93,5%.

Ainda, para finalizar a apresentação dos resultados experimentais da topologia operando no modo elevador, além desse ponto, levantou-se também a curva de rendimento do conversor para diversas cargas, levando a operação da topologia de 10% até sua potência nominal. A curva de rendimento para todos os pontos de operação considerados está apresentada na Figura 128 e o valor máximo de rendimento alcançado foi na casa dos 50% da potência, chegando a 94,9% de rendimento. Para o menor valor de potência processada, ou seja, os 30 W, obteve-se 94,2% de rendimento.

Figura 128 – Rendimento do conversor Ćuk para o modo elevador com frequência de 60kHz.



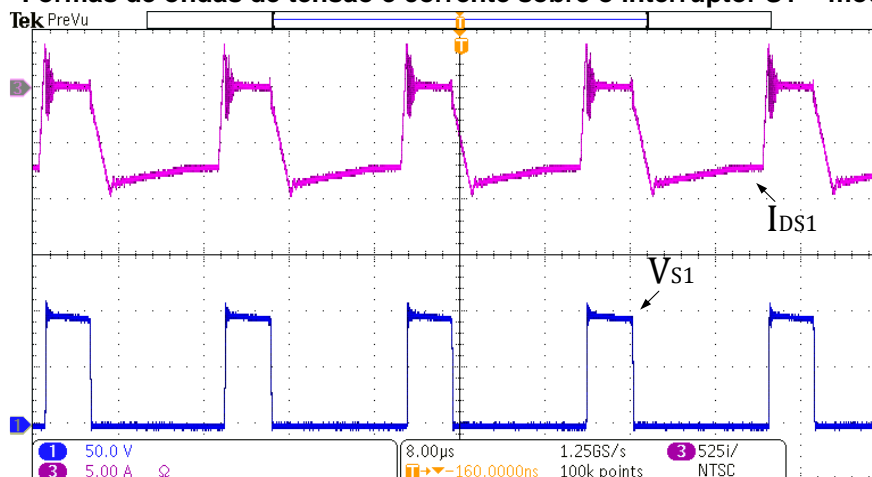
Fonte: Autoria Própria.

4.7.2 Modo Abaixador – Resultados Experimentais

De forma análoga ao modo elevador, apresentam-se os resultados experimentais obtidos em laboratório da topologia operando no modo abaixador. Neste modo, a corrente flui da fonte V_2 para a fonte V_1 . Todos os demais parâmetros e características de operação do conversor foram mantidas. Em razão disto, pode-se assim comparar os resultados da operação do conversor nos dois modos.

A primeira forma de onda apresentada está mostrada na Figura 129 e refere-se a tensão e a corrente sobre o interruptor S_1 . A tensão máxima em que o interruptor se encontrou submetido foi de 111 V, sendo este, aproximadamente, o valor de tensão encontrado na análise teórica. Como se pode notar na forma de onda, não há sobretensão nos instantes de comutação do interruptor.

Figura 129 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S1 – modo abaixador.



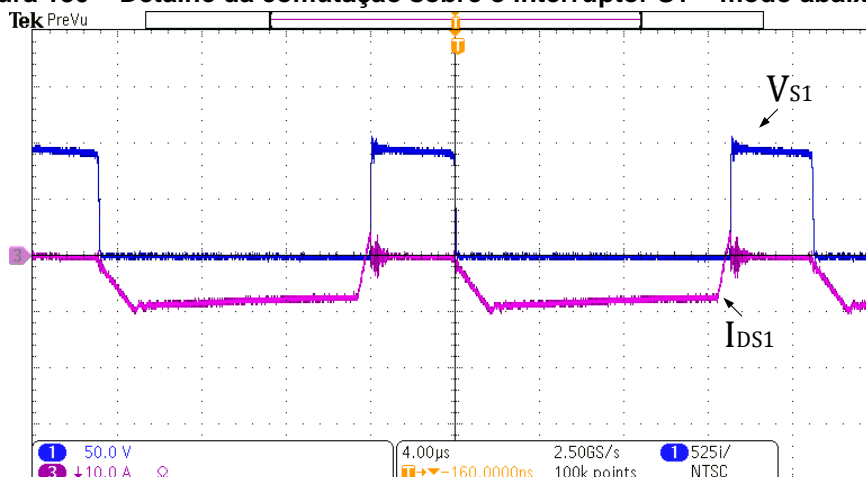
Fonte: Autoria Própria.

No que tange a corrente em que o interruptor esteve submetido, identifica-se que esta é negativa, ou seja, que flui pelo diodo intrínseco. O valor eficaz de corrente medido em laboratório foi igual a 6,29 A.

Com o intuito observar melhor a comutação do interruptor, mostra-se na Figura 130 as formas de ondas da tensão e da corrente sobrepostas. Pode-se observar que tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do interruptor são suaves, limitados pela indutância L_{S2} , obtendo comutação do tipo ZCS nas comutações. Pode-se observar que o esforço de tensão sobre o interruptor é reduzido, assim como no interruptor S_2 .

As formas do interruptor S_2 estão apresentadas na Figura 131. Como se pode observar, também não há sobretensão durante o bloqueio do interruptor e o valor máximo de tensão observado foi igual a 114 V. Ao se tratar da corrente sobre o interruptor S_2 nota-se que a forma de onda está de acordo com o esperado na análise teórica, dividindo os esforços de corrente do lado de baixa tensão e elevada corrente com o interruptor S_1 . Referente ao valor eficaz de corrente, chegou-se a 7,46 A no momento dos ensaios práticos.

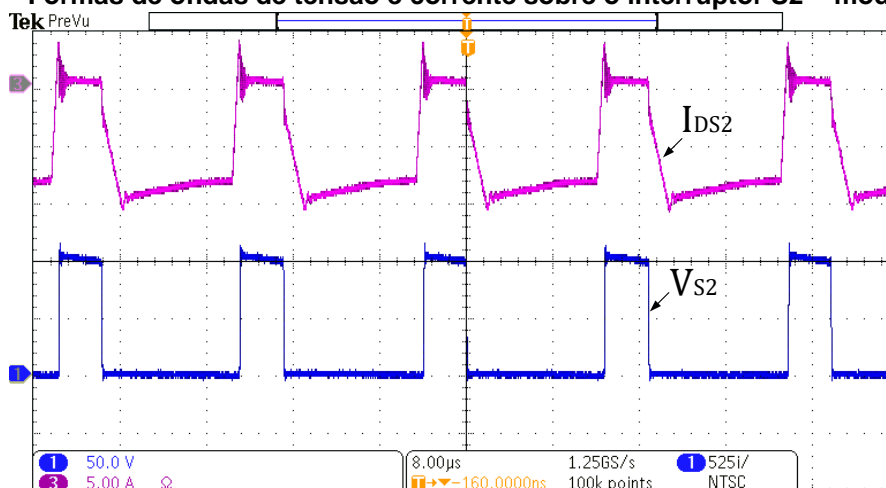
Figura 130 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S_1 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Novamente, com o intuito de observar a comutação do interruptor S_2 , mostra-se na Figura 132, as formas de ondas de tensão e corrente sobrepostas. Nota-se que somente há crescimento da corrente após o comando do interruptor que é feito juntamente a S_1 . Tanto a entrada em condução quanto o bloqueio são ZCS, limitados pelo indutor L_{S2} , reduzindo as perdas de comutação.

Figura 131 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_2 – modo abaixador.

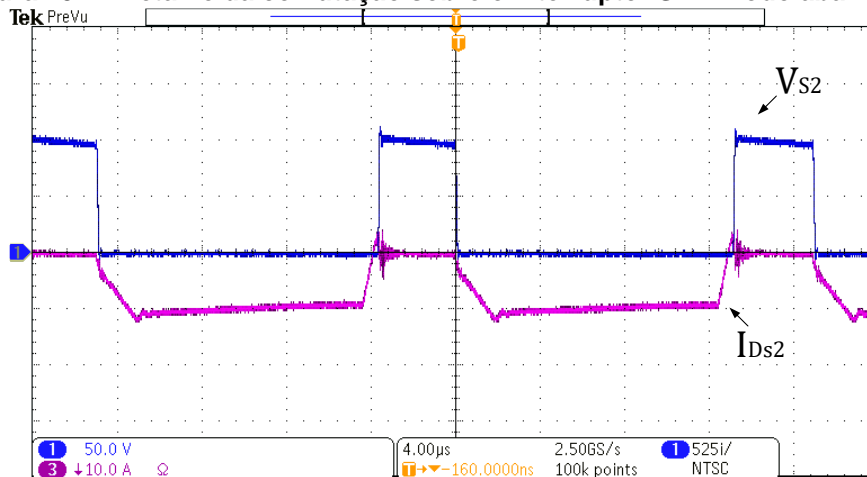


Fonte: Autoria Própria.

Concluindo a apresentação das formas de ondas dos interruptores, expressa-se na Figura 133, a tensão e a corrente sobre o interruptor S_3 . Ao observar a forma de onda da tensão, pode-se concluir que há sobretensão, proveniente do layout da placa, sendo que o valor máximo de tensão alcançado foi de 300 V. Sobre

a corrente em que o interruptor S_3 processa, observou-se 6,73 A que se refere ao seu valor eficaz.

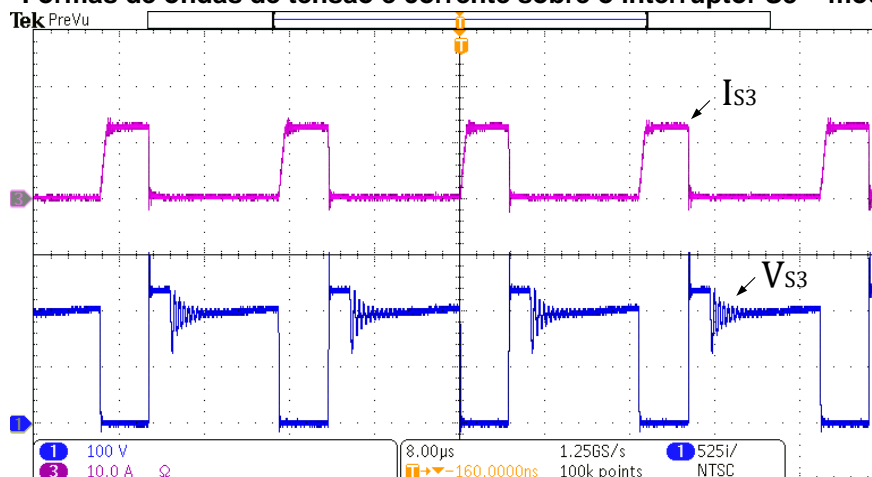
Figura 132 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S_2 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 134, mostra-se o detalhe da comutação sobre o interruptor S_3 com as formas de sobrepostas. Assim como nos outros interruptores, novamente se observa a entrada em condução suave, ou seja, ZCS. Ao se tratar do bloqueio, observa-se puramente dissipativo.

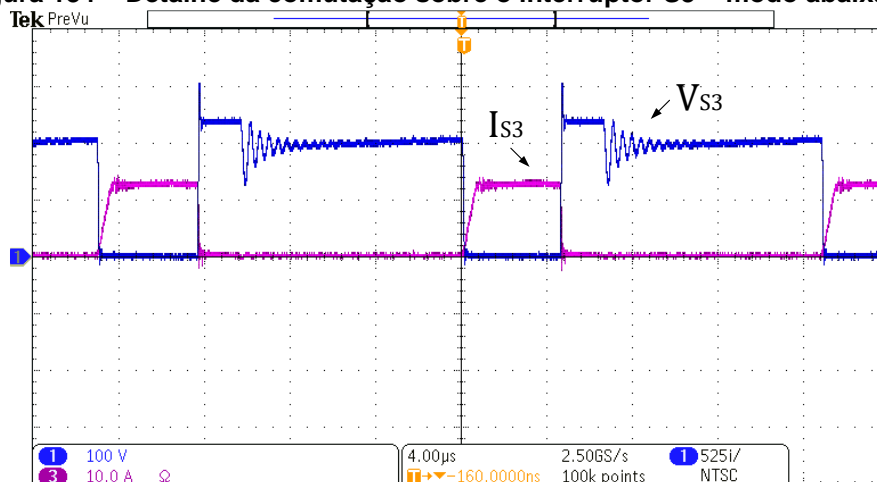
Figura 133 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o interruptor S_3 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

As formas de ondas apresentadas na Figura 135 referem-se a tensão e a corrente sobre os indutores L_1 e L_2 . Conforme anteriormente descrito, estes indutores ficam submetidos a corrente do lado de baixa tensão, dividindo os esforços de corrente. O valor médio de corrente obtido durante os ensaios práticos, foi de 5,23 A para o indutor L_1 e de 6,82 A para o indutor L_2 .

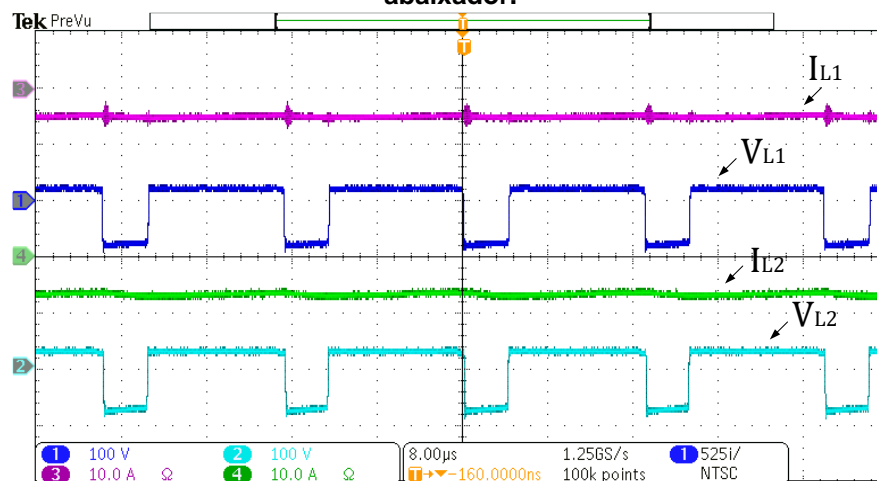
Figura 134 – Detalhe da comutação sobre o interruptor S3 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Com relação a ondulação de corrente sobre estes indutores, observou-se, aproximadamente, 15% conforme especificado no projeto e validado anteriormente. Ao se tratar da tensão sobre estes indutores, obteve-se 84 V e -36 V, os quais se referem ao valor máximo e mínimo, respectivamente.

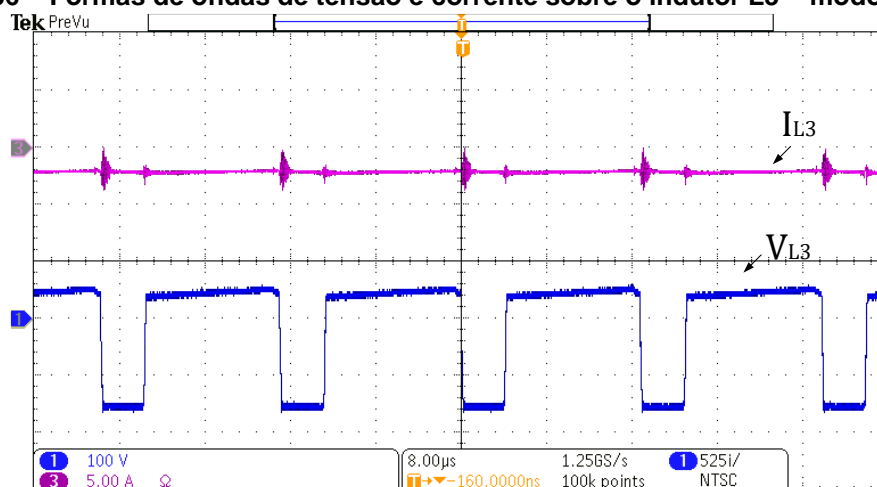
Figura 135 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os indutores L1 e L2 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

As formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor L_3 estão apresentadas na Figura 136. O valor médio de corrente deste indutor é igual ao valor médio de corrente do lado de alta tensão do conversor – entrada para este modo de operação. Nos ensaios práticos, para o valor médio de corrente sobre o indutor, obteve-se 2,16 A.

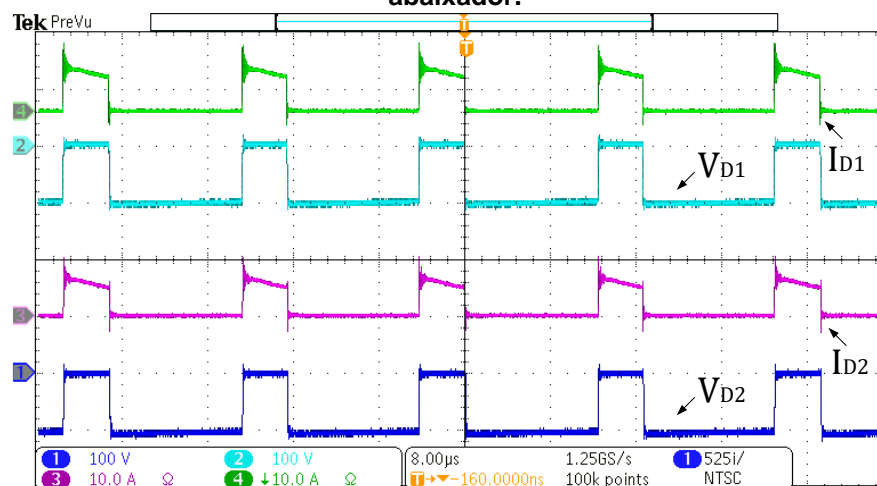
Figura 136 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre o indutor L3 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

As formas de onda de tensão e corrente sobre os diodos D_1 e D_2 podem ser observadas na Figura 137. Obteve-se, 2,29 A e 1,40 A, referente ao valor eficaz de corrente sobre os diodos D_1 e D_2 , respectivamente. Com relação ao valor máximo de tensão sobre os diodos D_1 e D_2 , obteve-se 107 V para os dois semicondutores. Reitera-se que estes semicondutores tem esforços de tensão reduzidos assim como os interruptores S_1 e S_2 .

Figura 137 – Formas de ondas de tensão e corrente sobre os diodos D1 e D2 – modo abaixador.

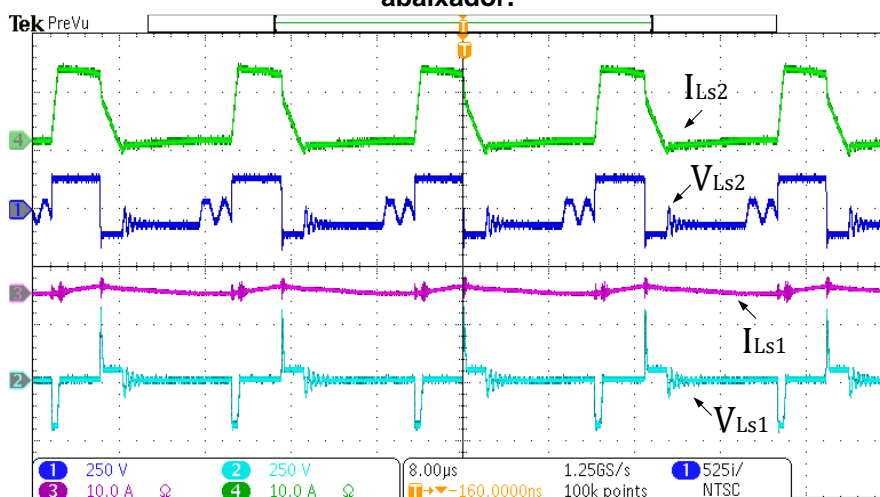


Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 138 mostram-se as formas de ondas de corrente e de tensão sobre os indutores do snubber, L_{S1} e L_{S2} . O valor médio de corrente obtido foi igual a 436mA e 3,26 A para os indutores L_{S1} e L_{S2} , respectivamente. Sobre valor máximo e mínimo

de tensão, chegou-se a 155 V e -165 V para o indutor L_{S1} e 315 V e -225 V para o indutor L_{S2} , na sequência.

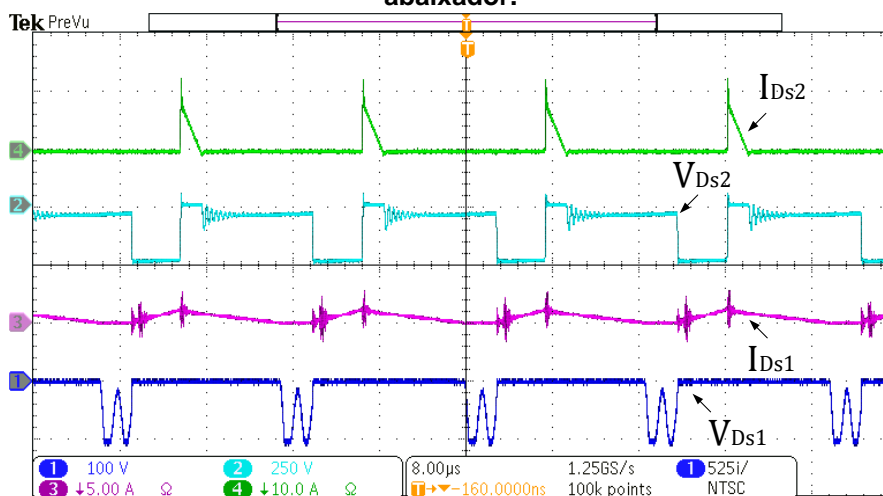
Figura 138 – Formas de ondas de corrente e tensão sobre os indutores L_{S1} e L_{S2} – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Na continuidade da apresentação das formas de ondas dos componentes do *snubber*, revela-se na Figura 139, as formas de ondas da tensão e da corrente nos diodos D_{S1} e D_{S2} . O valor eficaz de corrente e o valor máximo de tensão medidos foram iguais a 569mA e 112 V para o diodo D_{S1} e 1,5 A e 262 V para o diodo D_{S2} , respectivamente.

Figura 139 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre os diodos D_{S1} e D_{S2} – modo abaixador.

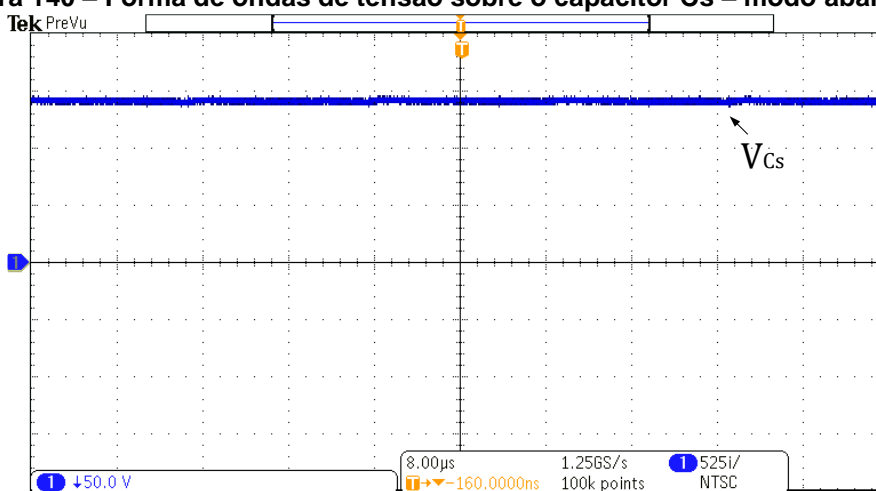


Fonte: Autoria Própria.

Para finalizar a apresentação das formas de ondas dos componentes do *snubber*, apresenta-se na Figura 140 a forma de onda da tensão sobre o capacitor

C_S , obtendo 141 V referente ao valor médio de tensão. Conforme pode-se observar nas formas de ondas e comentários, a energia que circula pelo *snubber* passivo de corrente é superior ao observado no modo elevador. Mas, por outro lado, pode-se novamente destacar que há baixa energia circulando pelos componentes do *snubber*.

Figura 140 – Forma de ondas de tensão sobre o capacitor C_S – modo abaixador.



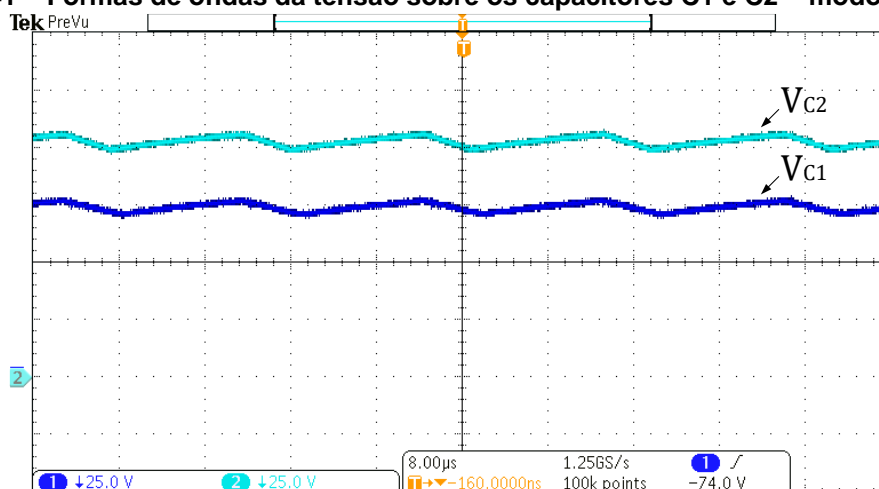
Fonte: Autoria Própria.

A tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 estão apresentadas na Figura 141 e seus valores médios, obtidos no laboratório, foram 74,2 V e 103 V, respectivamente. De acordo com os parâmetros de projeto, esperava-se uma ondulação de tensão igual a 10%, sendo essa observada durante os ensaios práticos. O valor máximo de tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 obtidos foram 78 V e 108 V, respectivamente.

Por fim, as últimas formas de ondas que se encontram mostradas na Figura 142, referem-se à tensão e corrente de entrada V_1 e a tensão e corrente de saída V_2 . Para a fonte V_1 o valor médio de tensão obtido foi igual a 24 V, conforme projetado. Ao se tratar do valor médio de corrente, chegou-se a 12,5 A. Com esses números, tem-se a potência na entrada do conversor igual a 300 W, aproximadamente.

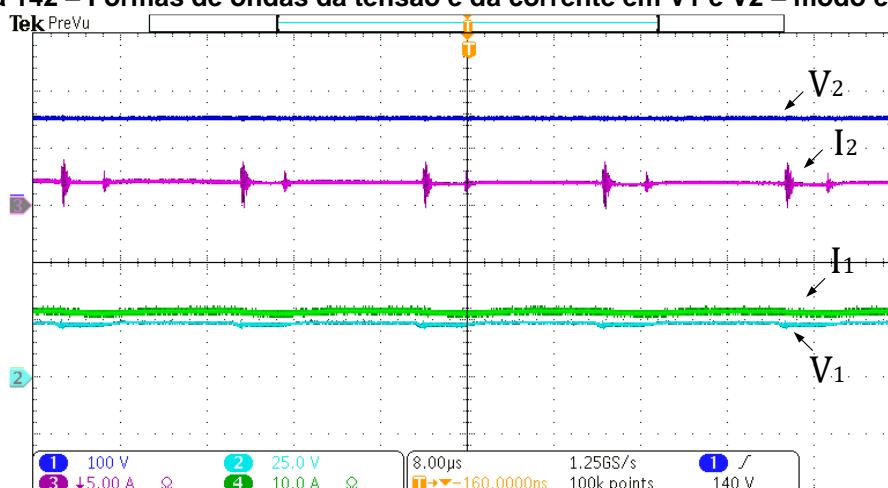
Para a fonte de saída, ou seja, V_2 o valor médio de tensão observado foi igual a 150 V com um valor médio de corrente 2,16 A. Valores estes que geraram uma potência de saída igual a 324 W, aproximadamente. Observa-se baixa ondulação de tensão e, conseqüentemente, de corrente devido a inserção de capacitores C_3 e C_4 tanto na entrada quanto na saída do conversor, conforme já descrito no modo elevador.

Figura 141 – Formas de ondas da tensão sobre os capacitores C1 e C2 – modo abaixador.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 142 – Formas de ondas da tensão e da corrente em V1 e V2 – modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

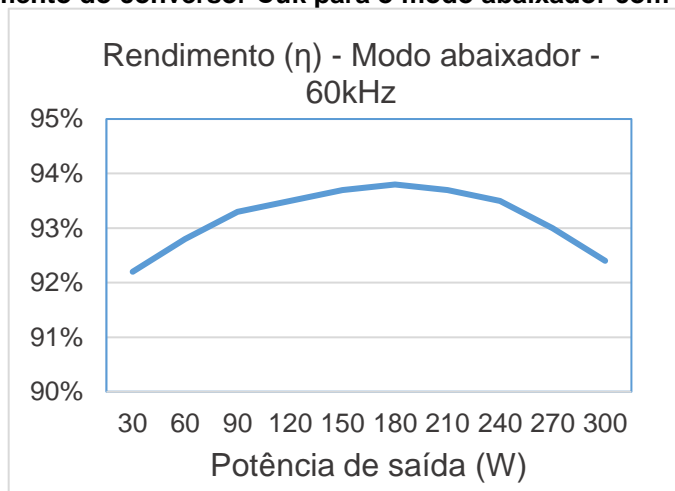
Com os dados apresentados neste item pode-se caracterizar a operação do conversor no modo abaixador. Ao levar em consideração esse ponto de operação do conversor, o qual representa a condição nominal de projeto da topologia, conforme outrora comentado, alcança-se um rendimento na casa dos 92,4%.

Ainda, para finalizar a apresentação dos resultados da topologia operando no modo elevador, além desse ponto, levantou-se também a curva de rendimento do conversor para diversas cargas, levando a operação da topologia de 10% até sua potência nominal.

A curva de rendimento para todos os pontos de operação considerados está apresentada na Figura 65 e o valor máximo de rendimento alcançado foi na casa dos 60% da potência, chegando na casa dos 93,8% de rendimento. Para o menor valor

de potência processada, ou seja, os 30 W, obteve-se 92,2% de rendimento. Este valor é levemente inferior ao valor obtido em potência nominal.

Figura 143 – Rendimento do conversor Ćuk para o modo abaixador com frequência de 60kHz.



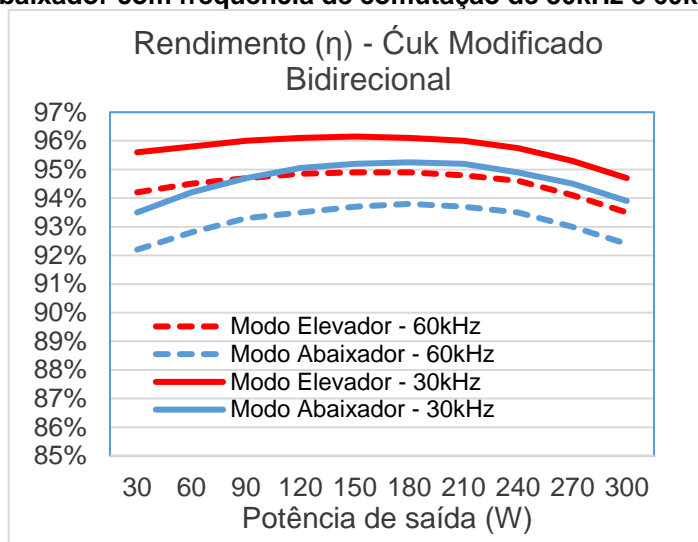
Fonte: Autoria Própria.

4.7.3 Rendimento do Conversor Operando com Frequência de 30kHz

Além do rendimento com frequência de comutação igual a 60 kHz para os modos de operação como elevador e abaixador, mostrados na Figura 128 e Figura 143, respectivamente, para melhor exemplificação, apresenta-se na Figura 144 as duas curvas, juntamente com as curvas de rendimento para os dois modos de operação da topologia operando com frequência de comutação igual a 30kHz.

Neste sentido, é possível observar na Figura 78 as quatro curvas de rendimento de 10% até a potência nominal. Para potência nominal, ou seja, 300 W, obteve-se 93,5% e 92,4% para os modos elevador e abaixador, respectivamente, com frequência de comutação de 60kHz. Quando comparado com os valores obtidos com frequência de comutação igual a 30kHz, chegou-se a 94,7% e 93,9%, representando um acréscimo de 1,2% e 1,5% no rendimento para os modos elevador e abaixador, na sequência.

Figura 144 – Curvas de rendimento do conversor ĆUK proposto para o modo elevador e abaixador com frequência de comutação de 30kHz e 60kHz.



Fonte: Autoria Própria.

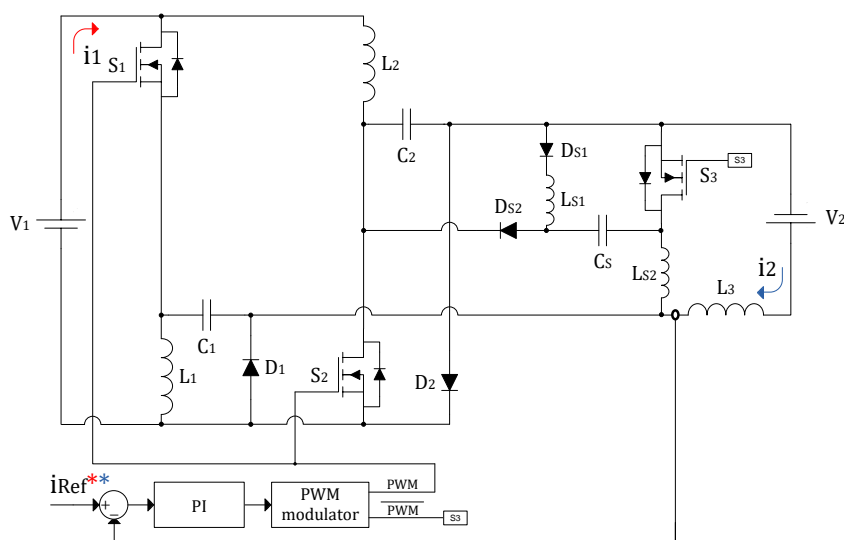
4.7.4 Operação em Malha Fechada

Para comprovar a operação bidirecional da topologia, implementa-se um controlador PI com filtro em malha fechada para controlar a corrente do lado de alta tensão do conversor – indutor L_3 . Conforme pode ser observado, o diagrama de blocos do controlador está apresentado na Figura 145.

O controlador PI com filtro de corrente foi configurado para obter erro nulo em regime permanente e uma resposta transitória apropriada, sendo atribuído um valor de corrente positiva e negativa – o que representa a operação bidirecional – igual a 1 A para os dois sentidos.

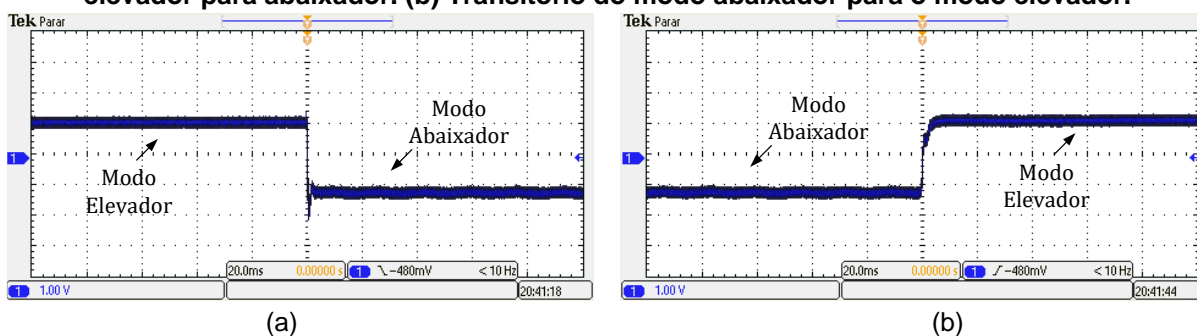
Na Figura 80(a) mostra-se o transitório da corrente sobre o indutor L_3 na troca de operação do modo elevador para o modo abaixador, enquanto na Figura 80(b) apresenta-se o transitório da corrente sobre o indutor L_3 da transição do modo abaixador para o modo elevador, comprovando que a corrente é capaz de fluir nos dois sentidos.

Figura 145 – Conversor Ćuk com indutor chaveado bidirecional com *snubber* de corrente e controlador em malha fechada de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 146 – Corrente sobre o indutor L3 operando em malha fechada. (a) Transitório do modo elevador para abaixador. (b) Transitório do modo abaixador para o modo elevador.



Fonte: Autoria Própria.

4.8 ANÁLISES DOS RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nos resultados apresentados, pode-se constatar a operação do conversor, bem como a possibilidade de aplicações práticas para a topologia. Com base na proposta, a qual surgiu baseada em um conversor unidirecional, observou-se sua operação bidirecional.

Na discussão e apresentação dos princípios de operação e da análise matemática, realizou-se a caracterização do conversor. Além disso, na obtenção das equações que determinam os parâmetros de projetos, os quais foram validados por

meio da simulação numérica, chegou-se à validação, mostrando uma tabela comparativa.

Com a inclusão da técnica de indutor chaveado na topologia clássica do conversor Ćuk, assim como já observado em outros conversores que se beneficiam desta técnica para elevação do ganho estático, sobretensão nos interruptores são observados quando se tem valores diferentes dos indutores da célula de elevado ganho. Para mitigar os problemas desse efeito, propõe-se a inclusão dos diodos D_1 e D_2 e a divisão do capacitor do conversor Ćuk em dois capacitores, C_1 e C_2 . Com isso, não foram observados problemas de sobretensão nos interruptores da célula em nenhum modo de operação.

Além disso, ainda seguindo sobre a questão de sobretensão nos interruptores, devem-se levar em consideração os problemas relacionados à recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos MOSFETs. Discutiu-se, acerca do assunto, no que tange a utilização de interruptores MOSFETs, IGBTs, CoolMOS e SiC, tratando sobre as vantagens e desvantagens de cada tipo de tecnologia de interruptor para aplicação no conversor Ćuk bidirecional e outros.

Os interruptores e diodos SiC podem ser uma solução de aplicação para a topologia, embora estes componentes tenham, normalmente, resistência de condução mais elevada, dependendo também do nível de capacidade de tensão e de corrente. Além disso, são mais caros, o que leva ao acréscimo no custo do conversor, e de acesso mais restrito o que vale também para os interruptores GaN.

A solução proposta, descrita e analisada, após constatação do problema nas comutações utilizando interruptores com diodos intrínsecos que possuem elevado tempo de recuperação reversa, trata-se de um *snubber* passivo de corrente, o qual pode ser aplicado à topologia. O *snubber* de corrente proposto é composto por dois indutores, um capacitor e dois diodos, propiciando melhores condições à operação prática da topologia, limitando as correntes de recuperação reversa dos diodos em antiparalelo aos interruptores, permitindo a utilização de interruptores de qualquer tecnologia e garantindo todas as entradas em condução ZCS, assim como alguns bloqueios.

Para o modo elevador, ao observar as etapas de operação do conversor, nota-se a redução do fenômeno da recuperação reversa do diodo intrínseco do interruptor S_3 , a qual é limitada pelo indutor L_{S2} durante a primeira etapa de operação

e a redução do valor eficaz de corrente que flui por meio deste semicondutor. Este fato ocorre devido a inclusão dos diodos D_1 e D_2 . Quando operando no modo abaixador, o *snubber* passivo de corrente limita o fenômeno de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 , contribui para o acréscimo no rendimento global da topologia.

Outro ponto que é de bastante relevância referem-se aos esforços de tensão e de corrente em que os semicondutores de potência permanecem submetidos. Na topologia unidirecional do conversor, os esforços de tensão em que os interruptores S_1 e S_2 encontram-se submetidos são reduzidos assim como a corrente do lado de baixa tensão do conversor também se divide.

Em sua versão bidirecional, a qual vem sendo discutida neste trabalho, destaca-se que, mesmo com a inclusão do *snubber* passivo de corrente proposto, tais características foram mantidas. Na observação das formas de ondas da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , considerando os dois modos de operação da topologia, apenas o interruptor S_1 para o modo elevador e o interruptor S_3 para o modo abaixador, apresentaram pequena sobretensão, em torno de 20%, esta proveniente do *layout* da placa. É importante destacar que a redução dos esforços de tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 permite o emprego de semicondutores de menor tensão, os quais, conseqüentemente, podem apresentar características elétricas mais atraentes.

Ao se tratar da tensão máxima sobre o interruptor S_3 esta não é reduzida e o referido interruptor fica submetido a soma de duas vezes a tensão de entrada – devido a inclusão da técnica de elevado ganho – com a tensão de saída. Este esforço de tensão é o mesmo que se observa no conversor Cuk convencional, é alto e pode-se destacar como uma desvantagem da topologia.

A respeito do rendimento alcançado, chegou-se a 93,5% e 92,4% para os modos elevador e abaixador, respectivamente, comutando com frequência de 60kHz. Quando operando com frequência igual a 30kHz, obteve-se 94,7% e 93,9% de rendimento para os modos elevador e abaixador, na sequência. Ressalta-se também que para a topologia operando próximo a metade de potência nominal de saída, os percentuais de rendimento são mais atraentes para as duas frequências.

O rendimento ligeiramente inferior para o modo abaixador, quando comparado ao modo elevador, se justifica em função das perdas por condução do interruptor S_3 ,

as quais são mais expressivas para esse modo de operação, da mesma forma em que a energia que circula pelo *snubber* passivo de corrente também é maior. Para facilitar a compreensão, apresenta-se a Tabela 9 que consta os valores dos esforços de tensão e de corrente eficaz obtidos em laboratório para os dois modos de operação. Como pode-se observar, no modo elevador a corrente sobre o interruptor S_3 é menor quando comparada ao modo abaixador. Isso se ocorre, devido a corrente de rola livre circular por meio dos diodos D_1 e D_2 neste modo.

Além disso, os resultados apresentados em malha fechada, controlando a corrente sobre o indutor L_3 , demonstraram a possibilidade de operação bidirecional da topologia proposta e denominada “Ćuk Bidirecional com Indutor Chaveado”, possibilitando a corrente de fluir nos dois sentidos.

Tabela 9 – Esforços de tensão e corrente obtidos em laboratório – Ćuk Bidirecional.

Componente	Modo Elevador		Modo Abaixador	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Interruptor (S_1)	122 V	8,85 A	111 V	6,29 A
Interruptor (S_2)	114 V	7,71 A	114 V	7,46 A
Interruptor (S_3)	248 V	0,75 A	306 V	6,73 A
Diodo (D_1)	122 V	3,58 A	107 V	2,29 A
Diodo (D_2)	118 V	3,03 A	107 V	1,49 A
Indutor (L_{S1})	-	0,26 A	-	0,43 A
Indutor (L_{S2})	-	0,22 A	-	3,26 A
Diodo (D_{S1})	101 V	1,12 A	112 V	0,56 A
Diodo (D_{S2})	223 V	0,73 A	262 V	1,50 A

Fonte: Autoria Própria.

4.9 CONCLUSÃO

A segunda topologia proposta neste trabalho refere-se a um conversor bidirecional, de elevado ganho, baseado no conversor Ćuk. Foram apresentados os

princípios de operação para os modos elevador e abaixador, a análise matemática, a validação das equações de projeto, uma simulação numérica, a proposta de um *snubber* passivo de corrente, o qual favorece a utilização da topologia, e os resultados experimentais obtidos em laboratório.

O conversor proposto e estudado trata-se de uma topologia nova, a qual traz, diversas características relevantes quando se trata de conversores CC-CC bidirecionais, não isolados e de elevado ganho. Neste sentido, notou-se uma topologia competitiva quando comparada com outras já propostas, possibilitando aplicá-la em energias renováveis, veículos elétricos, entre outras aplicações. Esta característica traz, muitas vezes, benefícios ao sistema ao qual o conversor se encontra inserido, dispensando a utilização de um conversor isolado, por exemplo.

A proposta do *snubber* passivo de corrente trouxe diversos benefícios à topologia. Possibilitou a comutação suave ZCS – em todas as entradas em condução e em alguns bloqueios – dos interruptores que foram aplicados à topologia para ambos os modos de operação. Com isso, obtém-se um acréscimo no rendimento global da estrutura e a possibilidade de utilizar interruptores de qualquer tecnologia.

Um ponto de grande relevância da topologia são os esforços de tensão e corrente que os S_1 e S_2 encontraram-se submetidos, sendo a metade dos esforços de um conversor Ćuk clássico e, mesmo com a inclusão do *snubber* de corrente, essas características foram mantidas. Isto contribui para o emprego de interruptores com tensão de ruptura inferior e permite o acréscimo no rendimento do conversor. Por outro lado, o interruptor S_3 não se beneficia dessa redução de esforços e pode-se destacar como uma desvantagem da topologia.

Ao se tratar do rendimento, obteve-se, em potência nominal, 93,5% e 92,4% para os modos elevador e abaixador, respectivamente, com frequência de comutação de 60kHz e potência de 300 W. Se levar em consideração que a topologia tem característica de elevado ganho e é bidirecional – além disso, sua implementação se deu com interruptores MOSFETs convencionais e núcleos de ferrite comuns – obtiveram-se bons percentuais de rendimento para os dois modos de operação. Com potência próxima a metade da potência nominal, obteve-se 94,9% e 93,7% de rendimento para os modos elevador e abaixador, respectivamente, com frequência de comutação de 60kHz.

Além destes ensaios, levantou-se a curva de rendimento para operação com 30kHz e potência igual a 300 W, chegando a 94,7% e 93,9%, aumentando em 1,2% e 1,5% o rendimento do conversor comutando com a metade da frequência para os modos elevador e abaixador, respectivamente. Vale destacar que o rendimento para o modo abaixador ficou ligeiramente inferior. Fato este que se justifica em função da análise dos esforços de corrente e de tensão, apresentados na Tabela 9, os quais foram, de maneira geral, levemente superior para a corrente fluindo no modo abaixador.

Também foram apresentados os resultados de operação em malha fechada, controlando a corrente sobre o indutor L_3 , comprovando a operação bidirecional da topologia, bem como a dinâmica do conversor.

Por fim, obtiveram-se bons resultados com a proposta do conversor Ćuk bidirecional, de elevado ganho e não isolado apresentado. Reitera-se que, quando comparado a outros conversores já propostos na literatura, este demonstrou ser uma boa opção e que pode trazer benefícios quando utilizando em uma aplicação que busque estas características e elevado rendimento.

5 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE TOPOLOGIAS

Neste capítulo apresenta-se uma análise comparativa entre as topologias “SEPIC Modificado Bidirecional” e “Ćuk Bidirecional com Indutor Chaveado”, as quais foram propostas e apresentadas nos Capítulos III e IV, respectivamente. Na análise comparativa aqui apresentadas, estão mencionadas as principais especificidades de cada topologia bem como um apanhado dos resultados obtidos e a comparação destas topologias com outras já apresentadas na literatura.

5.1 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS SEPIC E ĆUK PROPOSTAS

As topologias propostas denominadas “SEPIC Modificado Bidirecional” e “Ćuk Bidirecional com Indutor Chaveado”, estão mostradas na Figura 37 e Figura 103, respectivamente, têm características em comum que permitem a comparação. Ambas as topologias estudadas são CC-CC, não isoladas, possuem a propriedade de elevado ganho, empregam apenas três interruptores controlados e possuem *snubber* passivo de corrente.

A topologia proposta derivada do conversor SEPIC Modificado, considerando o *snubber* e desprezando os capacitores de filtros da entrada e saída, é composta por onze componentes, sendo seis elementos armazenadores de energia – três indutores e três capacitores – e cinco semicondutores de potência – três interruptores e dois diodos. Todos os semicondutores da topologia têm redução dos esforços de tensão. Porém, quando se discute sobre os esforços de corrente, o interruptor S_1 fica submetido à corrente total da fonte de baixa tensão e elevada corrente, enquanto os interruptores S_2 e S_3 dividem a corrente da fonte do lado de elevada tensão e baixa corrente.

Tratando da topologia proposta derivada do conversor Ćuk, novamente considerando o *snubber* e desprezando os capacitores de filtros da entrada e saída, esta é composta por quinze componentes, sendo oito elementos armazenadores de energia – cinco indutores e três capacitores – e sete semicondutores de potência – três interruptores e quatro diodos. A maioria dos semicondutores da topologia têm redução dos esforços de tensão, com exceção do interruptor S_3 e do diodo D_{S2} que

permanecem submetidos a elevada tensão. Porém, quando se discute sobre os esforços de corrente, os interruptores S_1 e S_2 dividem a corrente da fonte de baixa tensão e elevada corrente, enquanto os interruptor S_3 processa a corrente total da fonte do lado de elevada tensão e baixa corrente quando operando no modo abaixador.

Com base nas afirmações acima, é possível assegurar que o conversor proposto derivado do SEPIC Modificado terá maior perdas por condução no lado de baixa tensão – lado mais crítico – devido a ter apenas um interruptor processando a corrente, enquanto o conversor proposto derivado do Ćuk divide esta corrente em dois interruptores. Por outro lado, a topologia proposta derivada do Ćuk tem um número maior de componentes e, conseqüentemente, as perdas de condução gerais são maiores.

Na observância das formas de ondas de comutação dos três interruptores de cada uma das topologias para os dois modos de operação, pode-se afirmar que as perdas por comutação são equivalentes. Ambas têm todas as entradas em condução ZCS com a corrente limitada pelo *snubber* proposto para cada topologia, assim com a maioria dos bloqueios e não se observou problema de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores em nenhum bloqueio o que permite o emprego de interruptores de qualquer tecnologia.

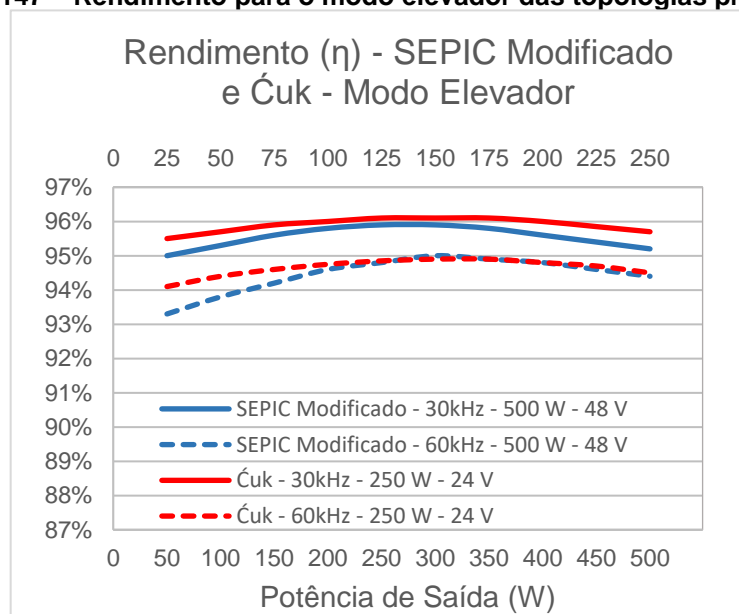
Devido a limitação de componentes disponíveis, as topologias foram implementadas com tensão de entrada e saída diferentes, mas com a mesma relação de ganho estático de 6,25 vezes. A topologia proposta derivada do SEPIC foi projetada com 48 V na fonte V_1 e 300 V na fonte V_2 processando uma potência nominal de 500 W, enquanto a topologia proposta derivada do conversor Ćuk, utilizou-se 24 V na fonte V_1 e 150 V na fonte V_2 processando uma potência de 300 W. Como pode-se observar, com esses níveis de tensão, o conversor Ćuk tem esforços de corrente mais elevados nas duas fontes.

Para realizar a comparação de rendimento mais justa e igualitária entre as topologias, uma nova curva de rendimento para o conversor proposto derivado do Ćuk foi levantada considerando a potência nominal igual a 250 W. Com esta potência e tensões das fontes V_1 e V_2 utilizadas, as correntes médias do lado de alta e de baixa tensão em ambas as topologias são iguais. Nestes ensaios, chegou-se a 95,7% e

94,8% de rendimento para os modos elevador e abaixador, respectivamente, com frequência de 30kHz e, 94,5% e 93,3%, para frequência igual a 60kHz, na mesma ordem.

Feita as devidas considerações, apresenta-se na Figura 147 o rendimento das duas topologias para o modo elevador para as frequências de 30kHz e 60kHz. Como pode-se observar, o rendimento do conversor proposto derivado do Ćuk em potência nominal é ligeiramente superior ao rendimento da topologia proposta baseada no SEPIC Modificado, obtendo um acréscimo de 0,5% neste ponto de operação. Para frequência de comutação igual a 60kHz, as curvas são equivalentes para potência mais elevadas.

Figura 147 – Rendimento para o modo elevador das topologias propostas.



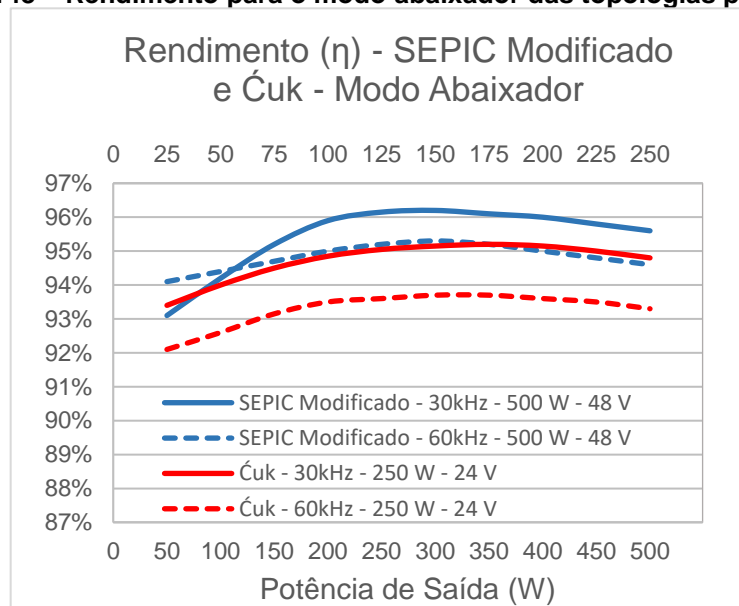
Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 148 apresenta-se a mesma comparação das topologias para o modo abaixador. Como se observa, obteve-se percentuais de rendimento superiores nos ensaios da topologia proposta baseada no SEPIC Modificado quando comparada com a derivada do conversor Ćuk. Os esforços de corrente observados para a topologia Ćuk proposta foram mais expressivos quando esta operava no modo abaixador. Observou-se um valor eficaz de corrente sobre o interruptor S_3 superior, além de que, a energia que flui pelo *snubber* passivo de corrente para este modo foi maior.

Quando operando com frequência de 30kHz e potência nominal, a topologia derivada do SEPIC Modificado chegou a um rendimento 0,8% superior. Na operação

com frequência igual a 60kHz, esse valor foi mais expressivo chegando na casa dos 2% de decréscimo no rendimento. O rendimento para potências inferiores segue com percentuais de variações próximas à observada em potência nominal, com exceção a topologia proposta derivada do conversor SEPIC Modificado que se observou um decréscimo maior no rendimento para baixas potência.

Figura 148 – Rendimento para o modo abaixador das topologias propostas.



Fonte: Autoria Própria.

De maneira geral, as vantagens observadas nas topologias propostas estão relacionadas ao número reduzido de componentes, possibilidade de utilização de interruptores de qualquer tecnologia; redução dos esforços de corrente; redução do esforço de tensão, eliminação dos problemas de recuperação reversa, operação bidirecional e elevado rendimento.

Outra questão que não foi explorada no trabalho, mas que pode ser proposta, é o acoplamento dos indutores para a redução do número de elementos magnéticos. Tanto os indutores L_1 e L_2 do conversor SEPIC Modificado – com uma relação 1:1 – quanto os indutores L_1 , L_2 e L_3 do conversor Ćuk – com uma relação 1:1:2, respectivamente – podem ser acoplados no mesmo núcleo. Com isso, pode-se reduzir o número de elementos magnéticos.

Por fim, para demonstrar melhor a comparação entre as topologias propostas, apresenta-se na Tabela 10 um comparativo geral das topologias. Como se observa, há equivalência dos parâmetros de projeto dos conversores e os esforços de tensão sobre os interruptores do conversor Ćuk são maiores.

Tabela 10 – Comparação entre as topologias propostas derivadas do SEPIC e Ćuk.

Conversor	SEPIC Modificado Bidirecional	Ćuk Bidirecional com Indutor Chaveado
Princípios de Operação	SEPIC Modificado	Indutor Chaveado
Perdas nas comutações	Baixa	Baixa
Rendimento em 30kHz Elevador e Abaixador	95,2% e 95,6%	95,7% e 94,8%
Rendimento em 60kHz Elevador e Abaixador	94,4% e 94,6%	94,5% e 93,3%
Especificações de projeto	$V_1 = 48 \text{ V}$ $V_2 = 300 \text{ V}$ $P = 500 \text{ W}$ $f_s = 30 \sim 60\text{kHz}$	$V_1 = 24 \text{ V}$ $V_2 = 150 \text{ V}$ $P = 250 \text{ W}$ $f_s = 30 \sim 60\text{kHz}$
Ganho estático	6,25	6,25
Número de interruptores	3	3
Esforços de tensão sobre os interruptores	$S_1 = S_2 = S_3 = 0,57 V_2$	$S_1 = S_2 = 0,66 V_2$ $S_3 = 1,32 V_2$
Número de diodos	0	2
Esforços de tensão sobre os diodos	-	$D_1 = D_2 = 0,66 V_2$
Número de indutores no circuito de potência	2	3
Número de capacitores no circuito de potência	2	2
Snubber	Diodos = 2 Capacitor = 1 Indutor = 1	Diodos = 2 Capacitor = 1 Indutores = 2

Fonte: Autoria Própria.

5.2 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS PROPOSTAS E APRESENTADAS

As topologias de conversores CC-CC de elevado ganho bidirecionais e não isolados têm grande número de aplicações e vêm sendo exploradas tanto pela academia quanto pela indústria. As especificações de projeto, como o valor de ganho estático que se faz necessário e ainda, a potência que se deseja processar, tornam-se

pontos importantes para a definição da topologia do conversor. Bem como, da técnica empregada.

As técnicas de indutor e capacitor chaveado, assim como as células multiplicadoras de tensão – sendo empregada apenas uma, tendo em vista que estas células podem ser modulares – permitem um ganho de tensão de até dez vezes, conforme pode ser observado nos conversores de I, II, III, IV e V apresentados e discutidos no Capítulo 2. Já as topologias que utilizam indutores acoplados podem ter uma flexibilidade ainda maior na relação do ganho estático. Porém, os conversores que utilizam essa técnica, apresentam limitações para processar potências mais elevadas, normalmente, superiores a 300 W.

Com relação aos esforços de tensão em que os interruptores ficam submetidos, ponto que influencia no rendimento do conversor devido a escolha do semicondutor, em todas as topologias há redução dos esforços em todos ou em, pelo menos, um dos interruptores. Nos conversores I, III, V e VI, a tensão sobre todos os interruptores é reduzida para um valor próximo a metade da tensão de maior valor.

Já o conversor II tem redução dos esforços de tensão no interruptor principal da topologia, o qual processa o valor mais elevado de corrente, tendo em vista que está submetido ao lado de menor tensão. Isto permite o emprego de um interruptor de menor tensão que, conseqüentemente, pode ter um valor de resistência de condução inferior. Percebe-se que esse fato é natural dos conversores com essas características, obtendo em pelo menos um interruptor a redução dos esforços de tensão. Além da redução dos esforços de tensão, a técnica de indutores chaveados, por exemplo, permite também a redução dos os esforços de corrente do lado de baixa tensão e elevada corrente

Outro ponto que merece atenção nas topologias bidirecionais são os problemas de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores. A grande maioria dos conversores bidirecionais que não mitigam esse efeito de alguma maneira, apresentam queda no rendimento ou limitação na escolha do interruptor. Este problema é maximizado nas topologias bidirecionais que têm a característica de elevado ganho. É importante destacar que a grande maioria dos MOSFETs convencionais possuem diodos intrínsecos com tempos de recuperação reversa relativamente elevados, o que agrava o fenômeno da recuperação e, além disso, degrada o rendimento da estrutura como um todo.

Voltando às topologias da comparação, Fardoun (2011) – autor do conversor I – comenta que o rendimento da topologia é degradado devido ao fenômeno de recuperação reversa de um diodo em um dos modos de operação, e apresenta 91,8% de rendimento para este modo. Wai (2012) que propôs o conversor II, apresenta uma proposta que permite comutação suave ZVS e o percentual de rendimento para os dois modos ficam na casa dos 94%.

Na topologia apresentada como conversor III, proposta por Zhang (2018), a comutação suave ZVS é natural da topologia e o rendimento para os dois modos ficou na casa dos 90%. Ao analisar a topologia proposta por Shreelakshmi (2019) – conversor IV – também se observa comutação suave na maioria das comutações, com alguma exceção e o rendimento ficou na casa dos 94% para os dois modos. No conversor V, proposto por Zhang (2018), não se apresenta as formas de ondas de corrente sobre os interruptores e os autores declararam, aproximadamente, 88% e 92% de rendimento para o modo elevador e abaixador, respectivamente, para o ganho estático igual a 6 vezes.

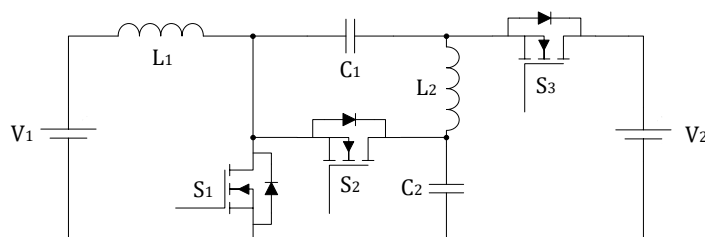
Dos conversores propostos, devido a inclusão dos *snubbers* passivos de corrente em cada topologia, os quais eliminaram o problema de recuperação reversa e favoreceram a operação dos conversores, o rendimento das topologias ficou contido entre 94,8% e 95,7%, considerando os dois modos de operação. Como pode-se notar, mesmo com a inclusão dos componentes extras dos *snubbers*, o rendimento dos conversores propostos é superior quando comparado aos cinco conversores já propostos.

Neste sentido, considerando a família de conversores estudados – bidirecionais, de elevado ganho e com três ou quatro interruptores – pode-se afirmar que para se obter um rendimento elevado deve-se atentar às comutações e se possível tratá-las. Isso é, buscar alternativas para alcançar comutação suave ZCS, ZVS ou pelo menos mitigar os efeitos da recuperação reversa dos diodos intrínsecos. Caso contrário, o rendimento do conversor será baixo.

Quando se aborda sobre os conversores bidirecionais de elevado ganho, pode-se comparar com dois ou mais conversores bidirecionais clássicos conectados em série. Neste caso, o número de componentes seria maior ou no mínimo equivalente e cada conversor precisa ter um rendimento na faixa dos 97,5% para alcançar um rendimento global de 95%.

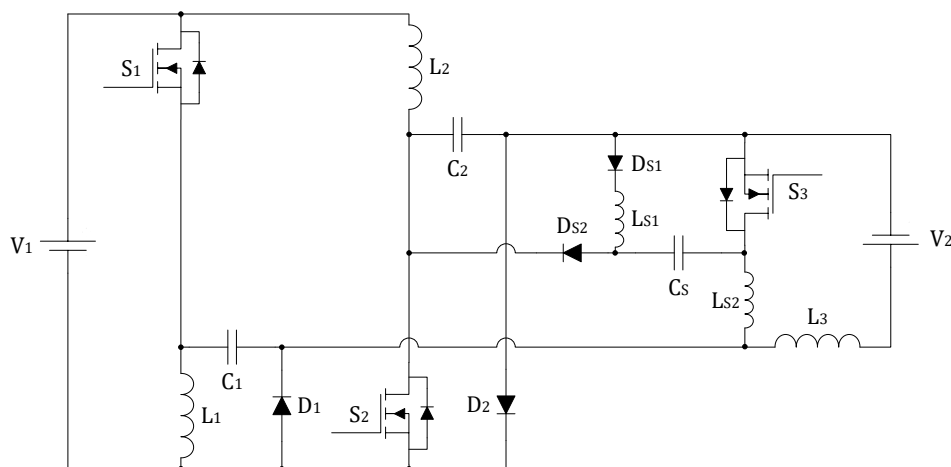
Uma análise comparativa das topologias propostas, juntamente com os conversores IV, V e VI, – escolhidos por terem especificações de projeto e características equivalentes aos conversores propostos – pode ser observada na Tabela 11, com o destaque dos principais pontos de cada topologia. Para melhor compreensão, mostram-se as cinco topologias na Figura 149, Figura 150, Figura 151, Figura 152 e Figura 153 na mesma sequência das colunas da Tabela 11.

Figura 149 – Primeiro conversor proposto: SEPIC Modificado bidirecional.



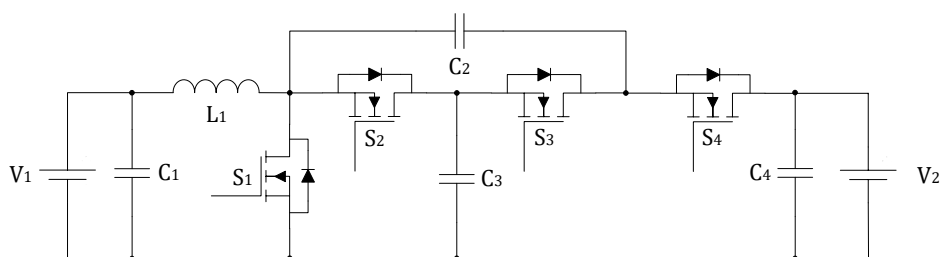
Fonte: Autoria Própria.

Figura 150 – Segundo conversor proposto: Ćuk bidirecional.



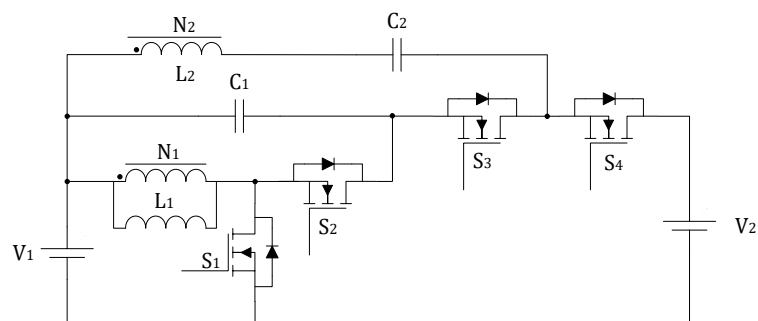
Fonte: Autoria Própria.

Figura 151 – Topologia proposta por Zhang et al. (2018).



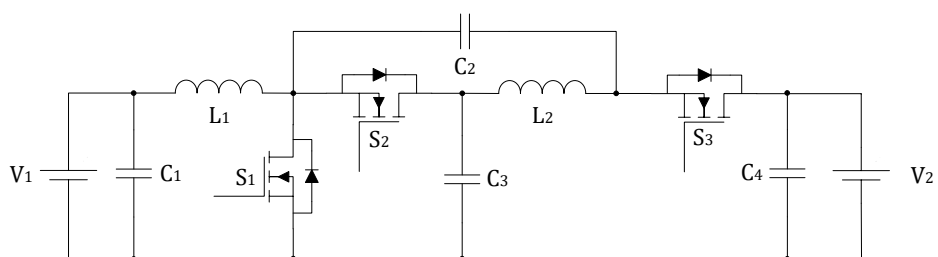
Fonte: Adaptado de (Zhang et al., 2018).

Figura 152 – Topologia proposta por Shreelakshmi et al. (2019).



Fonte: Adaptado de (Shreelakshmi et al., 2019).

Figura 153 – Topologia proposta por Zhang et al. (2018).



Fonte: Adaptado de (Zhang et al., 2018).

Tabela 11 – Comparação das topologias propostas derivadas do SEPIC e Ćuk com outros conversores.

Conversor	SEPIC Modificado Bidirecional	Ćuk Bidirecional com Indutor Chaveado	Conversor proposto por Zhang et al. (2018)	Conversor proposto por Shreelakshmi et al. (2019)	Conversor Proposto por Zhang et al. (2018)
Princípios de Operação	SEPIC Modificado	Indutor Chaveado	Capacitor Chaveado	Indutor Acoplado	<i>Quasi-Z-Source</i>
Perdas nas comutações	Baixa	Baixa	Baixa	Baixa	Moderada
Rendimento Elevador e Abaixador	95,2% 95,6%	95,7% 94,8%	90,08% 90,86%	94,5% 94,0%	88,17% 92,31%
Especificações de projeto	$V_1 = 48 \text{ V}$ $V_2 = 300 \text{ V}$ $P = 500 \text{ W}$ $f_s = 30\text{kHz}$	$V_1 = 24 \text{ V}$ $V_2 = 150 \text{ V}$ $P = 250 \text{ W}$ $f_s = 30\text{kHz}$	$V_1 = 40 \text{ V}$ $V_2 = 300 \text{ V}$ $P = 300 \text{ W}$ $f_s = 20\text{kHz}$	$V_1 = 48 \text{ V}$ $V_2 = 300 \text{ V}$ $P = 500 \text{ W}$ $f_s = 30\text{kHz}$	$V_1 = 40 \text{ V}$ $V_2 = 240 \text{ V}$ $P = 300 \text{ W}$ $f_s = 20\text{kHz}$
Ganho estático	6,25	6,25	7,5	6,25	6,0
Número de interruptores	3	3	4	4	3
Esforços de tensão sobre os interruptores	$S_1 = S_2 = S_3 = 0,57 V_2$	$S_1 = S_2 = 0,66 V_2$ $S_3 = 1,32 V_2$	$S_1 = S_2 = S_3 = S_4 = 0,5 V_2$	$S_1 = S_2 = S_3 = S_4 = 0,57 V_2$	$S_1 = S_2 = S_3 = 0,57 V_2$
Número de diodos	0	2	0	0	0
Esforços de tensão sobre os diodos	-	$D_1 = D_2 = 0,66 V_2$	-	-	-
Número de indutores no circuito de potência	2	3	1	2	2
Número de capacitores no circuito de potência	2	2	2	2	2
Snubber	Diodos = 2 Capacitor = 1 Indutor = 1	Diodos = 2 Capacitor = 1 Indutores = 2	-	-	-

Fonte: Autoria Própria.

6 CONCLUSÃO GERAL

Nesta tese, tratou-se sobre o estudo e desenvolvimento de conversores CC-CC bidirecionais não isolados com elevada taxa de conversão estática que podem ser utilizados para o processamento de energia proveniente de sistemas renováveis e alternativos, em veículos híbridos ou elétricos, UPS, em sistemas com armazenamento de energia, entre outras aplicações. Apresentou-se o desenvolvimento completo de cada topologia proposta, iniciado pela análise teórica e finalizado com os resultados experimentais e discussões.

Com base no conjunto de conversores estudados, propuseram-se duas novas topologias. A primeira refere-se a uma topologia bidirecional baseada no conversor SEPIC Modificado, a qual está apresentada no Capítulo III. Mostrou-se o estudo completo do conversor, iniciando pelos princípios de operação e formas de ondas, explanando sobre o projeto, simulação numérica e validação das equações. Além disso, um *snubber* passivo de corrente foi proposto, mostrado, testado e discutido. Por fim para este conversor, a análise das etapas de operação com o *snubber*, as formas de ondas teóricas, os resultados práticos em malha aberta e em malha fechada, bem como o rendimento para frequência de 30kHz e potência de 500 W foram apresentados. Além disso, levantou-se também a curva de rendimento do conversor para os dois modos de operação com frequência igual a 60kHz para a mesma potência.

A segunda topologia proposta e desenvolvida trata-se de um conversor bidirecional baseado no conversor Ćuk com a inclusão da técnica de indutor chaveado, estando este mostrado no Capítulo IV. Apresentou-se também o estudo completo deste conversor, iniciando pelos princípios de operação e formas de ondas, explanando sobre o projeto, simulação numérica e validação das equações. Também foi proposto, mostrado e discutido um *snubber* passivo de corrente para este conversor. Além disso, a análise das etapas de operação com o *snubber*, as formas de ondas teóricas, os resultados práticos em malha aberta e em malha fechada, bem como o rendimento da topologia para frequências de 60kHz e 30kHz com potência de 300 W foram mostrados. Por fim, levantou-se também a curva de rendimento deste conversor para os dois modos de operação com frequências de 60kHz e 30kHz considerando a potência nominal igual a 250 W.

Em ambas as topologias, os *snubbers* propostos utilizaram apenas diodos, capacitores e indutores, não havendo interruptores extras no circuitos – os quais tornam mais complexas e menos robustas as topologias – e propiciaram a eliminação dos problemas de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos interruptores; todas as entradas em condução dos interruptores ZCS; grande parte dos bloqueios dos interruptores ZCS; o emprego de interruptores de qualquer tecnologia; a redução das perdas e o acréscimo no rendimento das topologias. Observou-se que a energia que fluiu pelos circuitos dos *snubbers* foi baixa para os dois conversores, mantendo a caracterização de cada topologia.

Com a análise comparativa entre as topologias propostas pode-se observar grande similaridade quando se observa apenas os resultados. De maneira geral, ambas as topologias têm similaridade de funcionamento no que tange à operação dos *snubbers* e comutações, bem como nos percentuais de rendimento obtidos, embora sigam vieses de propostas distintas. A topologia Ćuk leva vantagem por dividir os esforços de corrente do lado de baixa tensão, ao passo que, tem a desvantagem de empregar um número maior de componentes.

Da comparação com outras topologias já apresentadas na literatura, observou-se que os conversores propostos e estudados podem ser uma boa opção de topologia com essas características. A proposta dos *snubbers* passivos não dissipativos de corrente sem a inclusão de interruptores extras permitiu a utilização de interruptores de qualquer tecnologia, eliminação dos problemas de recuperação reversa e elevado rendimento. Além do mais, as topologias propostas mantêm o número reduzido de componentes, utilizam apenas três interruptores controlados, propiciam redução dos esforços de corrente e de tensão nos semicondutores.

REREFÊNCIAS

ANDRADE, A. M. S. S. **Microinversores Baseados na Topologia Meia-Ponte Isolada Alimentada em Corrente**, 2018. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Maria.

ARDI, H.; AJAMI, A.; KARDAN, F.; AVILAGH, S. N. Analysis and Implementation of a Nonisolated Bidirectional DC-DC Converter with High Voltage Gain. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 8, p. 4878–4888, 2016.

BARBI, IVO; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Básicos não isolados**. Edição dos ed. Florianópolis, 2000.

BELLA, M.; PRIETO, F.; LITRÁN, S. P.; MANUEL, J.; GÓMEZ, E. New Single-Input, Multiple-Output Converter Topologies: Combining single-switch nonisolated DC-DC converters for single-input, multiple-output applications. **IEEE industrial electronics**, v.10, n. 2, p.6-20, 2016.

COUTELLIER, Damien; AGELIDIS, Vassilios G.; CHOI, Sewan. Experimental verification of floating-output interleaved-input DC-DC high-gain transformer-less converter topologies. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. IEEE, 2008. p. 562-568.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. Springer Science & Business Media, 2007.

FARDOUN, A. A.; ISMAIL, E. H.; SABZALI, A. J.; AL-SAFFAR, M. A. Bi-directional converter with low input/output current ripple for renewable energy applications. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings**, p. 3322–3329, 2011.

FOROUZESH, M.; SIWAKOTI, Y. P.; GORJI, S. A.; BLAABJERG, F.; LEHMAN, B. Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.

GULES, R.; DOS SANTOS, W. M.; DOS REIS, F. A.; ROMANELI, E. F. R.; BADIN, A. A. A modified SEPIC converter with high static gain for renewable applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 11, p. 5860–5871, 2014.

HIRTH, M. P.; GULES, R.; FONT, C. H. I. A Wide Conversion Ratio Bidirectional Modified SEPIC Converter with Non- Dissipative Current Snubber. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. PP, n. c, p. 1–1, 2020. IEEE.

HOBBSAWM, E. J. A era das revoluções - O mundo na década de 1780. **A era das Revoluções (1789-1948)**, p. 27–56, 2009.

ISMAIL, E. H.; AL-SAFFAR, M. A.; SABZALI, A. J.; FARDOUN, A. A. A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 55, n. 4, p. 1159–1171, 2008.

JANG, M.; CHOI, H.; AGELIDIS, V. G. Zero-current-switching bidirectional interleaved switched-capacitor DC–DC converter: analysis, design and implementation. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 5, p. 1074–1082, 2016.

JOSIAS DE PAULA, W.; OLIVEIRA JÚNIOR, D. DE S.; PEREIRA, D. DE C.; TOFOLI, F. L. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 10, p. 2044–2057, 2015.

KHAN, F. H.; TOLBERT, L. M.; WEBB, W. E. Hybrid electric vehicle power management solutions based on isolated and nonisolated configurations of multilevel modular capacitor-clamped converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 8, p. 3079–3095, 2009.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; MEMBER, S.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. **IEEE transactions on industry applications**, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.

KWON, M.; OH, S.; CHOI, S. High Gain Soft-Switching Bidirectional DC–DC Converter for Eco-Friendly Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 4, p. 1659–1666, 2014.

LAI, C. M. Development of a novel bidirectional DC/DC converter topology with high voltage conversion ratio for electric vehicles and DC-microgrids. **Energies**, v. 9, n. 6, 2016.

LI, W.; HE, X. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, 2011.

LÜTHJE, K.; ALBERT, M.; CARMEN, M.; et al. Review of High Efficiency Bidirectional DC-DC Topologies with High Voltage Gain. **Proceedings of the 52nd International Universities' Power Engineering Conference**, 2017.

MAK, O. C.; WONG, Y. C.; IOINOVICI, A. Step-up DC Power Supply Based on a Switched-Capacitor Circuit. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 1, p. 90–97, 1995.

MASSEY, R.; SNYDER, E. High voltage single-ended dc-dc converter. **Power Electronics Specialists Conference, 1977 IEEE.**, p. 156–159, 1977.

MAZZA, L. C. S. A Soft Switching Bidirectional DC-DC Converter with High Frequency Isolation Feasible to Photovoltaic System Applications. In: **Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management**, v. 2, n. May, p. 19–21, 2015.

DE MELO, P. F.; GULES, R.; ROMANELI, E. F. R.; ANNUNZIATO, R. C. A modified SEPIC converter for high-power-factor rectifier and universal input voltage applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 2, p. 310–321, 2010.

MENESES; BLAABJERG, D.; GARCÍA, Ó.; DAVID, J. A. C. Review and Comparison of Step-Up Transformerless topologies for photovoltaic AC-module application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2649–2663, 2013.

DE MORAIS, J. C. D. S.; DE MORAIS, J. L. D. S.; GULES, R. Photovoltaic AC Module Based on a Cuk Converter with a Switched-Inductor Structure. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 5, p. 3881–3890, 2019. IEEE.

NELSONA, R. F.; KEPROSB, M. A. AC Ripple Effects on VRLA Batteries in Float Applications. In: **Fourteenth Annual Battery Conference on Applications and Advances. Proceedings of the Conference (Cat. No. 99TH8371)**. IEEE, p. 281-289, 1999.

OGATA, Katsuhiko; SEVERO, Bernardo. **Engenharia de controle moderno**. Prentice Hall do Brasil, 2010.

P. MAEGAARD. Balancing fluctuating power sources. **Proc. 2010 World Non-Grid-Connected Wind Power Energy Conf. WNWEC 2010**, p. 4–7, 2010.

PALUMBO, G.; PAPPALARDO, D. Charge pump circuits: An overview on design strategies and topologies. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, v. 10, n. 1, p. 31–45, 2010.

PAPANIKOLAOU, N. P.; TATAKIS, E. C. Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 3, p. 632–640, 2004.

PHAM, C.; KERKES, T.; TEODORESCU, R. High efficient bidirectional battery converter for residential PV systems. **Proceedings - 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2012**, p. 890–894, 2012.

PRUDENTE L. L. PFITSCHER R. GULES, M. A Boost Converter with Voltage Multiplier Cells. **Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03.**, v. 3, p. 2716–2721, 2003.

PRUDENTE, M.; PFITSCHER, L. L.; EMMENDOERFER, G.; ROMANELI, E. F.; GULES, R. Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 871–887, 2008.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. 4º ed. Florida, 2014.

RATHORE, A. K.; PATIL, D. R.; SRINIVASAN, D. Non-isolated Bidirectional Soft-Switching Current-Fed LCL Resonant DC/DC Converter to Interface Energy Storage

in DC Microgrid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 2, p. 1711–1722, 2016.

RAZZAGHZADEH, B.; SALIMI, M. Analysis of a Bidirectional DC-DC Converter with High Voltage Gain. **Bulletin of EEI**, v. 4, n. 4, p. 280–288, 2015.

REITER, R. D. DE O. ET AL. **Análise e projeto de conversores estáticos para sistemas fotovoltaicos parcialmente sombreados**. Universidade Federal de Santa Maria, 2016.

RIFKIN, J. **A terceira revolução industrial: como o poder lateral está transformando a energia, a economia e o mundo**. São Paulo, 2012.

SEVERNS, Rudy; REDUCE, E. M. I. Design of snubbers for power circuits. **International Rectifier Corporation**. 2008.

SHREELAKSHMI, M. P.; DAS, M.; AGARWAL, V. Design and Development of a Novel High Voltage Gain, High-Efficiency Bidirectional DC-DC Converter for Storage Interface. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 6, p. 4490–4501, 2019. IEEE.

DE SOUZA, J. P.; DE OLIVEIRA, P.; GULES, R.; ROMANELI, E. F. R.; BADIN, A. A. A high static gain CUK DC-DC converter. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**, , n. Ccm, p. 1–6, 2015.

WAI, R.-J.; DUAN, R.-Y.; JHENG, K.-H. High-efficiency bidirectional dc–dc converter with high-voltage gain. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 173, 2012.

WAI, R. J.; DUAN, R. Y. High step-up converter with coupled-inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 5, p. 1025–1035, 2005.

WITTENBREDER, Ernle. Topology selection by the numbers-Part one. **Power Electronics Technology**, v. 32, n. 3, p. 32-41, 2006.

WU, H.; SUN, K.; CHEN, L.; ZHU, L.; XING, Y. High Step-Up/Step-Down Soft-Switching Bidirectional DC-DC Converter with Coupled-Inductor and Voltage Matching Control for Energy Storage Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 5, p. 2892–2903, 2016.

YANG, L.-S.; LIANG, T.-J. Analysis and Implementation of a Novel Bidirectional DC-DC Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 422–434, 2012.

YANG, L. S.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 8, p. 3144–3152, 2009.

YAU, Y. T.; JIANG, W. Z.; HWU, K. I. Bidirectional Operation of High Step-Down Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 6829–6844,

2015.

ZHANG, YUN; JING, QIANGQIANG LIU; MARK, S. A Common Ground Switched-Quasi- Z -Source Bidirectional DC – DC Converter With. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 6, p. 5188–5200, 2018.

ZHANG, Y.; GAO, Y.; ZHOU, L.; SUMNER, M. A Switched-Capacitor Bidirectional DC-DC Converter with Wide Voltage Gain Range for Electric Vehicles with Hybrid Energy Sources. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 11, p. 9459–9469, 2018.

ZHU, M.; LUO, F. L.; MEMBER, S. Mirror-Symmetrical Double-Output Transformerless DC-DC Converters with High Voltage Conversion Ratios : Topology Construction and Analysis. , v. 639798, n. 1, 2016.

APÊNDICE A - Coeficientes da função de transferência do conversor SEPIC Modificado Bidirecional

$$n_4 = RC3 \cdot C1 \cdot C2 \cdot C3 \cdot L2 \cdot R \cdot (VC1 - V2) \cdot (RC3 + R)$$

$$\begin{aligned} n_3 = & ((D - 1) \cdot (((-VC2 + VC3 - V2) \cdot C2 + C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot C3 + C1 \cdot C2 \cdot (VC1 - V2)) \cdot R^2 \\ & + RC3 \cdot (((-2 \cdot VC2 + VC3 - 2 \cdot V2) \cdot C2 + 2C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot C3 + C1 \cdot C2 \cdot (VC1 - V2)) \cdot D \\ & + ((2 \cdot VC2 - VC3 + 2V2) \cdot C2 - 2C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot C3 - 2C1 \cdot C2 \cdot (VC1 - V2)) \cdot R \\ & + RC3^2 \cdot C3 \cdot (De - 1) \cdot ((-VC2 - V2) \cdot C2 + C1 \cdot (VC1 - V2))) \cdot L2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} n_2 = & -((-C1 \cdot (VC1 - V2) \cdot RC3 + L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot D^2 + (-RC3 \cdot VC2 \cdot C2 - 2 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot D \\ & - C2 \cdot (VC1 - VC2 - V2) \cdot RC3 + L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot C3 \cdot R^2 + ((C1 \cdot C3 \cdot (VC1 - V2) \cdot RC3^2 \\ & - 2 \cdot C3 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3 + L2 \cdot ((-VC2 - V2) \cdot C2 + C1 \cdot (VC1 - V2))) \cdot De^2 \\ & + (RC3^2 \cdot VC2 \cdot C2 \cdot C3 + 4 \cdot C3 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3 - (3 \cdot ((-VC2 + (1/3) \cdot VC3 - V2) \cdot C2 \\ & + C1 \cdot (VC1 - V2))) \cdot L2) \cdot D + C2 \cdot C3 \cdot (VC1 - VC2 - V2) \cdot RC3^2 - 2 \cdot C3 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3 \\ & + (2 \cdot ((-VC2 + (1/2) \cdot VC3 - V2) \cdot C2 + C1 \cdot (VC1 - V2))) \cdot L2) \cdot R \\ & - RC3 \cdot (D - 1) \cdot ((C3 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3 + (VC2 + V2) \cdot C2 - C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot D \\ & - C3 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3 + (-2 \cdot VC2 - 2 \cdot V2) \cdot C2 + 2 \cdot C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot L2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} n_1 = & -(D - 1) \cdot (((VC3 - V2) \cdot C3 + C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot D^2 + (C3 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3 \\ & + (VC1 - VC2 + VC3 - 2 \cdot V2) \cdot C3 + VC2 \cdot C2) \cdot D + (C2 + C3) \cdot (VC1 - VC2 - V2)) \cdot R^2 \\ & + ((((-VC3 + 2 \cdot V2) \cdot C3 - C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot RC3 + L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot D^3 \\ & + (-C3 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3^2 + ((-2 \cdot VC1 + 2 \cdot VC2 + 2 \cdot V2) \cdot C3 - VC2 \cdot C2 \\ & + 2 \cdot C1 \cdot (VC1 - V2)) \cdot RC3 - 4 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot D^2 \\ & + (C3 \cdot (IL1 + IL2) \cdot RC3^2 + ((VC3 - 2 \cdot V2) \cdot C3 - C2 \cdot (VC1 - 3 \cdot VC2 - V2)) \cdot RC3 \\ & + 5 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot De + (2 \cdot (C2 + C3)) \cdot (VC1 - VC2 - V2) \cdot RC3 \\ & - 2 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot R + RC3 \cdot (De - 1) \cdot ((RC3 \cdot C3 \cdot V2 + L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot D^2 \\ & + (-C3 \cdot (VC1 - VC2 - 2 \cdot V2) \cdot RC3 - 3 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2)) \cdot D \\ & - C3 \cdot (VC1 - VC2 - V2) \cdot RC3 + 2 \cdot L2 \cdot (IL1 + IL2)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} n_0 = & (D - 1) \cdot (D * (D - 1) \cdot (IL1 + IL2) \cdot R^2 + (-V2 \cdot D^3 + ((IL1 + IL2) \cdot RC3 + VC1 - VC2 - VC3) \cdot D^2 \\ & + ((-2 \cdot IL1 - 2 \cdot IL2) \cdot RC3 - VC1 + VC2 - VC3 + 3 \cdot V2) \cdot D - 2 \cdot VC1 \\ & + 2 \cdot VC2 + 2 \cdot V2) \cdot R + RC3 \cdot (D + 1) \cdot (D - 2) \cdot (-D \cdot V2 - V2 + VC1 - VC2)) \end{aligned}$$

$$d_5 = RC2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot C3 \cdot L1 \cdot L2 \cdot R \cdot (RC3 + R)$$

$$\begin{aligned} d_4 = & -L1 \cdot (((C1 + C2) \cdot C3 + C1 \cdot C2) \cdot (D - 1) \cdot R^2 + RC3 \cdot (((2 \cdot C1 + 2 \cdot C2) \cdot C3 \\ & + C1 \cdot C2) \cdot D + (-2 \cdot C1 - 2 \cdot C2) \cdot C3 - 2 \cdot C1 \cdot C2) \cdot R + RC3^2 \cdot C3 \cdot (D - 1) \cdot (C1 + C2)) \cdot L2 \end{aligned}$$

$$d_3 = L1 \cdot (RC3 + R) \cdot (RC3 \cdot C3 \cdot (C1 \cdot De^2 + C2) \cdot R + L2 \cdot (D - 1) \cdot (D - 2) \cdot (C1 + C2))$$

$$\begin{aligned}
d_2 = & -((C3 \cdot L2 + L1 \cdot (C1 + C3)) \cdot D^2 + 2 \cdot C3 \cdot (L1 - L2) \cdot D + C3 \cdot L2 + L1 \cdot (C2 + C3)) \cdot (D - 1) \cdot R^2 \\
& - RC3 \cdot ((2 \cdot C3 \cdot L2 + L1 \cdot (C1 + 2 \cdot C3)) \cdot D^3 + (-6 \cdot C3 \cdot L2 - 2 \cdot L1 \cdot (C1 - C3)) \cdot D^2 \\
& + (6 \cdot C3 \cdot L2 + L1 \cdot (C2 - 2 \cdot C3)) \cdot D - 2 \cdot C3 \cdot L2 - 2 \cdot L1 \cdot (C2 + C3)) \cdot R \\
& - RC3^2 \cdot C3 \cdot (D - 1) \cdot ((L1 + L2) \cdot D^2 + (2 \cdot L1 - 2 \cdot L2) \cdot D + L1 + L2)
\end{aligned}$$

$$d_1 = RC3 \cdot C3 \cdot D \cdot (D - 1) \cdot R - (D - 2) \cdot ((L1 + L2) \cdot D^2 + (2 \cdot L1 - 2 \cdot L2) \cdot D + L1 + L2)$$

$$d_0 = (RC3 + R) \cdot (D - 1) \cdot S + ((D - 1) \cdot R + RC3 \cdot (D - 2)) \cdot R \cdot (De - 1)^2 \cdot D$$

APÊNDICE B - Coeficientes da função de transferência do conversor Ćuk com Indutor Chaveado Bidirecional

$$n_5 = C1 \cdot C2 \cdot C3 \cdot L1 \cdot L2 \cdot (V1 + VC1 + VC2)$$

$$n_4 = (-((IL2 + IL3) \cdot C1 + C2 \cdot (IL1 + IL3)) \cdot D \cdot L2 \cdot L1) C3 + C1 \cdot C2 \cdot L1 \cdot L2 \cdot (V1 + VC1 + VC2)$$

$$n_3 = ((D - 1) \cdot ((C1 \cdot (V1 + VC1) \cdot L1 + VC2 \cdot C2 \cdot L2) \cdot D - (C1 \cdot L1 + C2 \cdot L2) \cdot (V1 + VC1 + VC2))) \\ + (-((IL2 + IL3) \cdot C1 + C2 \cdot (IL1 + IL3)) \cdot D \cdot L2 \cdot L1) C3$$

$$n_2 = (-(D - 1)^2 \cdot D \cdot ((IL1 + IL3) \cdot L1 + L2 \cdot (IL2 + IL3))) + ((D - 1) \cdot ((C1 \cdot (V1 + VC1) \cdot L1 \\ + VC2 \cdot C2 \cdot L2) \cdot D - (C1 \cdot L1 + C2 \cdot L2) \cdot (V1 + VC1 + VC2))) \cdot C3$$

$$n_1 = -(D - 1)^3 \cdot (V1 + VC1 + VC2)(C3 + 1) + (-(D - 1)^2 \cdot D \cdot ((IL1 + IL3) \cdot L1 \\ + L2 \cdot (IL2 + IL3))) \cdot (C3 + 1) \cdot C3$$

$$n_0 = -(D - 1)^3 \cdot (V1 + VC1 + VC2)$$

$$d_6 = C1 \cdot C2 \cdot C3 \cdot L1 \cdot L2 \cdot L3$$

$$d_5 = C1 \cdot C2 \cdot L1 \cdot L2 \cdot L3$$

$$d_4 = (((C1 + C2) \cdot L2 + C1 \cdot L3) \cdot L1 + C2 \cdot L2 \cdot L3) \cdot C3 \cdot D^2 - 2 \cdot C3 \cdot L3 \cdot (C1 \cdot L1 + C2 \cdot L2) \cdot D \\ + C1 \cdot (C2 \cdot L2 \cdot R + C3 \cdot L3) \cdot L1 + C2 \cdot C3 \cdot L2 \cdot L3$$

$$d_3 = (((C1 + C2) \cdot L2 + C1 \cdot L3) \cdot L1 + C2 \cdot L2 \cdot L3) \cdot D^2 - 2 \cdot L3 \cdot (C1 \cdot L1 + C2 \cdot L2) \cdot D \\ + L3 \cdot (C1 \cdot L1 + C2 \cdot L2)$$

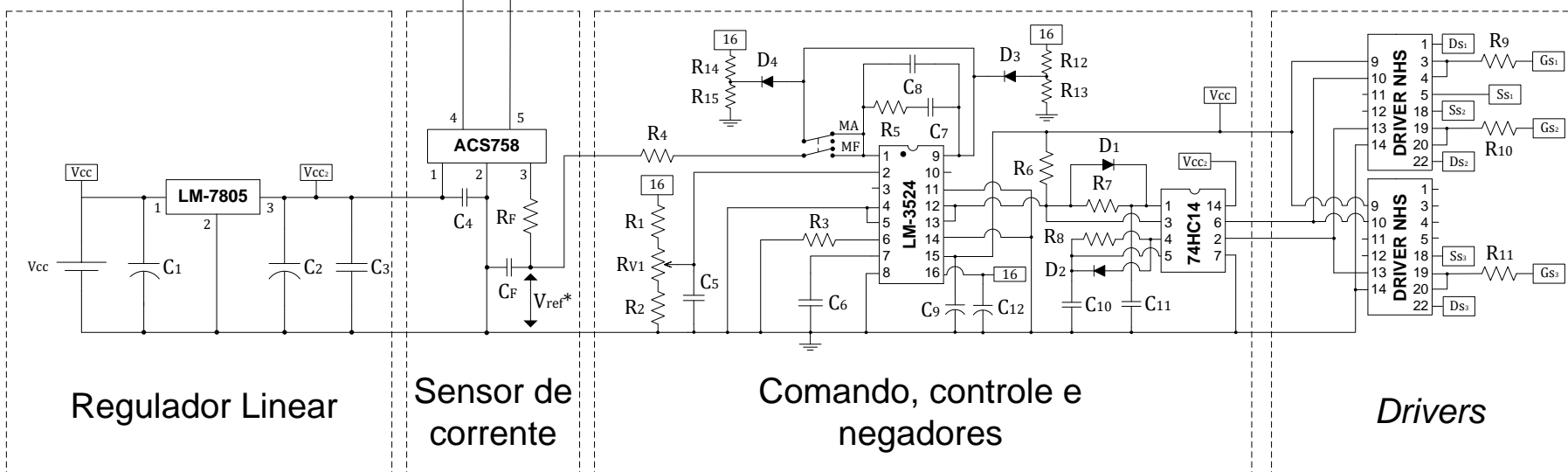
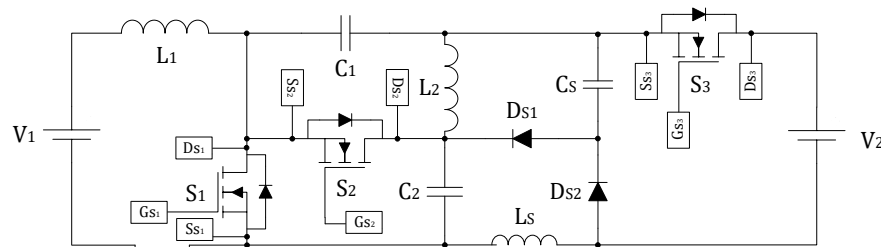
$$d_2 = (C3 \cdot (L1 + L2 + L3) \cdot D^2 - 2 \cdot C3 \cdot L3 \cdot D + R \cdot C1 \cdot L1 + C2 \cdot L2 \cdot R + C3 \cdot L3)(D - 1)^2$$

$$d_1 = ((L1 + L2 + L3) \cdot D^2 - 2 \cdot D \cdot L3 + L3) \cdot (D - 1)^2$$

$$d_0 = R \cdot (D - 1)^4$$

APÊNDICE C - Esquemático implementado – Conversor SEPIC Modificado Bidirecional

Potência – SEPIC Modificado Bidirecional



APÊNDICE D - Esquemático implementado – Conversor Cúk com Indutor Chaveado Bidirecional

Potência – ĆUK com Indutor Chaveado Bidirecional

