



UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Paulo Henrique Feretti

**CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM AMPLA TAXA DE CONVERSÃO  
BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS E  
CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO**

Itajubá  
2022

Paulo Henrique Feretti

**CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM AMPLA TAXA DE CONVERSÃO  
BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS E CÉLULAS  
MULTIPLICADORAS DE TENSÃO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

Orientador: Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro.

Coorientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli.

Itajubá

2022

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e a concepção de uma família de conversores CC-CC de alto ganho de tensão, não isolados, baseados na célula de comutação de múltiplos estados (*multistate switching cell* – MSSC) e células multiplicadoras de tensão (*voltage multiplier cells* – VMCs). Estes conversores podem ser empregados em aplicações como sistemas ininterruptos de energia e veículos elétricos, que empregam níveis de potência da ordem de alguns quilowatts e que os níveis de tensão de entrada são muito mais baixos do que os de saída. As vantagens inerentes às topologias propostas incluem esforços de tensão e corrente reduzidos nos semicondutores, melhor distribuição térmica, compartilhamento equilibrado de corrente entre as fases e dimensões reduzidas dos elementos magnéticos. Outro aspecto relevante é que os conversores derivados apresentam modularidade quanto à possibilidade de estender não apenas o ganho de tensão, mas também a potência nominal. Uma análise teórica abrangente do conversor *boost* 4SSC-VMC oriundo da família proposta é realizada. Resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 1,3 kW são apresentados e discutidos para validar as considerações teóricas.

**Palavras-chave:** Conversores CC-CC não isolados, conversores de alto ganho de tensão, células de comutação de múltiplos estados, células multiplicadoras de tensão.

## ABSTRACT

This work presents the study and design of a family of non-isolated high step-up dc-dc converters, based on the multi-state switching cell (MSSC) and voltage multiplier cells (VMCs). These converters can be used in applications such as uninterruptible power systems and electric vehicles, which employ a few kilowatts power and require high voltage gain. Inherent advantages in the proposed topologies include reduced current and voltage stresses on the semiconductors, improved thermal distribution, good current sharing among the phases, and reduced dimensions of filter elements. Another relevant aspect is that the derived converters present modularity in terms of the possibility of extending not only the voltage gain, but also the rated power. A comprehensive theoretical analysis of the 4SSC-VMC boost converter, deriving from the proposed family, is performed. Experimental results obtained from a 1.3 kW prototype are presented and discussed to validate the theoretical assumptions.

**Keywords:** high step-up dc-dc converter, high voltage gain converters, multi-state switching cell, voltage multiplier cells.

## SUMÁRIO

RESUMO.....	iii
ABSTRACT .....	iv
SUMÁRIO.....	v
LISTA DE FIGURAS .....	viii
LISTA DE TABELAS.....	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS .....	xiv
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Justificativas do trabalho.....	1
1.2 Objetivos do trabalho.....	3
1.3 Estrutura do trabalho.....	4
1.4 Publicações resultantes .....	5
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	6
2.1 Considerações iniciais.....	6
2.2 Conversores CC-CC não isolados com alto ganho de tensão .....	6
2.2.1 Interligação série de conversores.....	6
2.2.2 Topologias de conversores utilizando indutores acoplados .....	8
2.2.3 Topologias utilizando capacitores chaveados.....	9
2.2.4 Conversores entrelaçados .....	10
2.2.5 Topologias baseadas na MSSC.....	17
2.3 Considerações finais .....	18
3 FAMÍLIA DE CONVERSORES MSSC-VMC .....	20
3.1 Considerações iniciais.....	20
3.2 Obtenção da VMC .....	20
3.3 Obtenção da MSSC.....	23
3.4 Família de conversores MSSC-VMC .....	29
3.5 Conversor <i>boost</i> CC-CC 4SSC-VMC operando em MCC e $R_2$ .....	33
3.5.1 Análise das etapas de operação do conversor operando em MCC e $R_2$ .....	33
3.5.1.1 Primeira etapa de operação $[t_0, t_1]$ .....	33
3.5.1.2 Segunda etapa $[t_1, t_2]$ .....	38

3.5.1.3	Terceira etapa $[t_2, t_3]$ .....	41
3.5.1.4	Quarta etapa $[t_3, t_4]$ .....	45
3.5.1.5	Quinta etapa $[t_4, t_5]$ .....	45
3.5.1.6	Sexta etapa $[t_5, t_6]$ .....	46
3.5.2	Considerações a respeito da análise das etapas de operação do conversor .....	46
3.6	Conversor <i>boost</i> CC-CC 4SSC-2VMC operando em MCC e $R_2$ .....	48
3.6.1	Análise das etapas de operação do conversor <i>boost</i> CC-CC 4SSC-2VMC operando em MCC e $R_2$ .....	49
3.6.1.1	Primeira etapa de operação $[t_0, t_1]$ .....	49
3.6.1.2	Segunda etapa $[t_1, t_2]$ .....	53
3.6.1.3	Terceira etapa $[t_2, t_3]$ .....	56
3.6.1.4	Quarta etapa $[t_3, t_4]$ .....	58
3.6.1.5	Quinta, sexta e sétima etapas $[t_4, t_5]$ , $[t_5, t_6]$ e $[t_6, t_7]$ .....	59
3.6.1.6	Oitava etapa de operação $[t_7, t_8]$ .....	61
3.6.1.7	Nona, décima e décima-primeira etapas $[t_8, t_9]$ , $[t_9, t_{10}]$ e $[t_{10}, t_{11}]$ .....	62
3.6.1.8	Décima segunda etapa de operação $[t_7, t_8]$ .....	64
3.6.2	Considerações a respeito da análise das etapas de operação do conversor .....	65
3.7	Ganho estático.....	67
3.8	Elementos do estágio de potência.....	68
3.8.1	Indutor de filtro.....	68
3.8.2	Capacitor da VMC.....	68
3.8.3	Capacitor de saída.....	69
3.9	Esforços de tensão e corrente nos elementos do estágio de potência.....	70
3.9.1	Indutor <i>boost</i> .....	70
3.9.2	Autotransformador.....	74
3.9.3	Interruptores.....	76
3.9.4	Diodos.....	83
3.10	Estudo de perdas e rendimento teórico.....	86
3.11	Comparação do conversor proposto com outras topologias similares.....	91
3.12	Considerações finais.....	95
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	97
4.1	Considerações iniciais.....	97

4.2	Definição do ponto de operação e variáveis calculadas.....	97
4.3	Resultados de simulação .....	98
4.4	Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação .....	106
4.5	Considerações finais .....	108
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	109
5.1	Considerações iniciais.....	109
5.2	Estágio de potência .....	109
5.2.1	Componentes semicondutores .....	110
5.2.2	Elementos magnéticos .....	110
5.2.3	Dissipador térmico.....	110
5.2.4	Protótipo experimental do conversor proposto.....	112
5.3	Circuito de acionamento .....	113
5.4	Montagem do protótipo e testes em bancada.....	114
5.5	Resultados experimentais.....	114
5.6	Considerações finais .....	122
6	CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	123
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	125
	APÊNDICE A Projeto dos elementos magnéticos.....	133
A.1	Material do núcleo .....	133
A.1.1	Núcleos de ferrite de média e alta permeabilidades .....	133
A.1.2	Núcleos de ligas metálicas.....	134
A.1.3	Materiais magnéticos nanocristalinos.....	134
A.1.4	Materiais amorfos .....	135
A.1.5	Escolha do material do núcleo.....	135
A.2	Indutor <i>boost</i> .....	136
A.2.1	Definição dos parâmetros do núcleo e número de voltas do indutor.....	136
A.2.2	Dimensionamento dos condutores.....	138
A.2.3	Projeto físico do indutor <i>boost</i> .....	139
A.3	Autotransformador.....	141
A.3.1	Definição dos parâmetros do núcleo e número de voltas do autotransformador...	143
A.3.2	Projeto físico do autotransformador .....	143

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Conversor <i>boost</i> CC-CC de alto ganho, interligado em cascata, associado a um indutor acoplado.....	7
Figura 2.2: Conversor CC-CC <i>boost</i> quadrático. ....	8
Figura 2.3: Conversor CC-CC de alto ganho, utilizando indutores acoplados e capacitores chaveados.....	8
Figura 2.4: Conversor CC-CC de alto ganho, utilizando indutores acoplados e capacitores chaveados.....	9
Figura 2.5: Conversor CC-CC de alto ganho baseado em malha de capacitor e indutor chaveados. ....	10
Figura 2.6: Conversor <i>boost</i> entrelaçado com indutores acoplados. ....	10
Figura 2.7: Conversor <i>boost</i> entrelaçado de duas fases utilizando células multiplicadoras de tensão. ....	11
Figura 2.8: Conversor entrelaçado de alto ganho e com esforços de tensão reduzidos nos interruptores.....	11
Figura 2.9: Conversor entrelaçado de alto ganho de tensão e esforços de tensão reduzidos nos semicondutores. ....	12
Figura 2.10: Conversor CC-CC entrelaçado de alto ganho com acoplamento magnético. ....	12
Figura 2.11: Conversor <i>boost</i> de alto ganho entrelaçado com comutação suave utilizando indutores acoplados. ....	13
Figura 2.12: Conversor <i>boost</i> entrelaçado de alto ganho utilizando AVMC e indutor acoplado..	14
Figura 2.13: Conversor <i>boost</i> entrelaçado de alto ganho utilizando VMC Dickson.....	14
Figura 2.14: Conversor <i>boost</i> entrelaçado de alto ganho utilizando VMC e indutor acoplado. ...	15
Figura 2.15: Conversor <i>boost</i> entrelaçado utilizando transformador de alta frequência e VMC, com comutação suave.....	15
Figura 2.16: Conversor <i>boost</i> entrelaçado utilizando capacitores chaveados e indutores acoplados. ....	16
Figura 2.17: Conversor entrelaçado utilizando três indutores <i>boost</i> e capacitor chaveado.....	16



Figura 2.18: Conversor entrelaçado bidirecional, utilizando uma estrutura trifásica.....	17
Figura 2.19: Conversor <i>boost</i> CC-CC, utilizando enrolamentos secundários acoplados ao transformador da MSSC.....	18
Figura 3.1: Técnicas de elevação de tensão.....	20
Figura 3.2: Circuito CP (a), e capacitor chaveado SC (b).....	21
Figura 3.3: Exemplos de VMRs: a) Cockcroft-Walton e b) Dickson.....	22
Figura 3.4: Estrutura genérica de um conversor <i>boost</i> utilizando a VMC.....	22
Figura 3.5: Exemplos de estruturas de VMCs.....	22
Figura 3.6: Célula multiplicadora de tensão VMC aplicada em um conversor <i>boost</i> .....	23
Figura 3.7: Célula de comutação canônica.....	23
Figura 3.8: Conversores CC-CC clássicos, não isolados.....	24
Figura 3.9: Estados de operação da 2SSC.....	24
Figura 3.10: 3SSC tipo B.....	25
Figura 3.11: Estados de operação da 3SSC.....	26
Figura 3.12: Célula de comutação MSSC.....	27
Figura 3.13: Célula MSSC-VMC.....	29
Figura 3.14: Topologia básica de conversor CC-CC não isolado.....	30
Figura 3.15: Critério de geração de topologias de conversores CC-CC não isolados.....	30
Figura 3.16: Família de conversores CC-CC de alto ganho MSSC-VMC.....	31
Figura 3.17: Representação da relação entre o ganho de tensão e a razão cíclica para o conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC, considerando as regiões de operação do conversor.....	32
Figura 3.18: Primeira etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC.....	34
Figura 3.19: Segunda etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC.....	38
Figura 3.20: Terceira etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC.....	42
Figura 3.21: Quarta etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC.....	45
Figura 3.22: Quinta etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC.....	45

Figura 3.23: Sexta etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC. ....	46
Figura 3.24: Principais formas de ondas do conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC. ....	47
Figura 3.25: Relação entre as etapas de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC utilizando 1 VMC e 2 VMCs.....	49
Figura 3.26: Primeira etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	50
Figura 3.27: Segunda etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	54
Figura 3.28: Terceira etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC.....	56
Figura 3.29: Quarta etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	58
Figura 3.30: Quinta etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	60
Figura 3.31: Sexta etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	61
Figura 3.32: Sétima etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC.....	61
Figura 3.33: Oitava etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	62
Figura 3.34: Nona etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	63
Figura 3.35: Décima etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC.....	63
Figura 3.36: Décima primeira etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	64
Figura 3.37: Décima segunda etapa de operação para o conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC.....	64
Figura 3.38: Principais formas de ondas do conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	66
Figura 3.39: Tensão no indutor.....	67
Figura 3.40: Ganho de tensão em função da razão cíclica. ....	68
Figura 3.41: Corrente no indutor. ....	71
Figura 3.42: Variação da corrente no indutor normalizada em função da razão cíclica. ....	73
Figura 3.43: Corrente nos enrolamentos $T_1$ , $T_2$ e $T_3$ do autotransformador.....	75
Figura 3.44: Tensão no enrolamento $T_1$ do autotransformador. ....	76
Figura 3.45: Relação aproximada entre a tensão no interruptor e a tensão de saída, em função do número de VMCs.....	77
Figura 3.46: Corrente e tensão no interruptor $S_I$ . ....	82

Figura 3.47: Corrente e tensão em $D_I$ .....	86
Figura 3.48: Perdas nos componentes semicondutores do conversor proposto em função da carga. .....	87
Figura 3.49: Perdas nos elementos magnéticos do conversor proposto em função da carga. ....	89
Figura 3.50: Perdas totais no conversor proposto em função da carga. ....	90
Figura 3.51: Percentual de perdas na potência nominal. ....	90
Figura 3.52: Rendimento teórico do conversor proposto em função da carga. ....	91
Figura 3.53: Comparação entre o conversor proposto e topologias similares: ganho de tensão em função da razão cíclica na região $R_2$ . ....	94
Figura 3.54: Comparação entre o conversor proposto e topologias similares: esforços de tensão nos interruptores normalizados ( $V_s/V_o$ ) em função da razão cíclica na região $R_2$ . ....	94
Figura 4.1: Sinais de comando aplicados nos interruptores. ....	98
Figura 4.2: Sinal de comando aplicado em $S_I$ , tensões de entrada e saída: (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC- 2VMC. ....	99
Figura 4.3: Sinal de comando aplicado em $S_I$ , tensão e corrente no indutor: (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC.....	100
Figura 4.4: Sinal de comando aplicado em $S_I$ , tensão e corrente em $S_I$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC- 2VMC. ....	102
Figura 4.5: Sinal de comando aplicado em $S_I$ , tensão e corrente em $D_I$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC- 2VMC. ....	103
Figura 4.6: Sinal de comando em $S_I$ , tensão e corrente em um dos enrolamentos do autotransformador: (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC .....	104
Figura 4.7: Sinal de comando em $S_I$ , tensão e corrente em $C_{mI}$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC. .....	105
Figura 4.8: Sinal de comando em $S_I$ , tensão e corrente em $D_{mI}$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC. .....	106
Figura 5.1: Circuito térmico equivalente de regime permanente. ....	110
Figura 5.2: Circuito de potência do protótipo do conversor proposto.....	112
Figura 5.3: Diagrama esquemático do circuito de acionamento. ....	113
Figura 5.4: Circuito de acionamento implementado. ....	113

Figura 5.5: Disposição dos equipamentos em bancada durante os testes do conversor proposto. ....	114
Figura 5.6: Tensão de comando aplicada nos interruptores. ....	115
Figura 5.7: Tensão de acionamento em $S_I$ (CH1), tensão e corrente de entrada (CH2 e CH4), e tensão de saída (CH3).....	115
Figura 5.8: Tensão de acionamento em $S_I$ (CH1) e tensão entre os terminais dreno e <i>source</i> de $S_I$ (CH2).....	116
Figura 5.9: Tensão de acionamento em $S_I$ (CH1), corrente (CH4) e tensão (CH2) nos diodos: (a) $D_I$ ; (b) $D_{m1}$ . ....	116
Figura 5.10: Tensão de acionamento em $S_I$ (CH1) e tensão nos enrolamentos do autotransformador: (a) $T_1$ (CH4); (b) $T_2$ (CH3); $T_3$ (CH2).....	117
Figura 5.11: Tensão de acionamento em $S_I$ (CH4) e tensão nos capacitores da VMC: (a) $C_{m1}$ (CH1), $C_{m2}$ (CH2), $C_{m3}$ (CH3); (b) $C_{m4}$ (CH1), $C_{m5}$ (CH2), $C_{m6}$ (CH3).....	118
Figura 5.12: Comparação entre os valores de ganho de tensão teóricos e obtidos experimentalmente.....	120
Figura 5.13: Rendimento em função da carga.....	121
Figura A.1: Densidade magnética de saturação dos principais materiais utilizados em núcleos magnéticos (1 kHz).....	135
Figura A.2: Núcleo e carretel tipo E.....	136
Figura A.3: Simplificação do núcleo tipo E. ....	137
Figura A.4: Circuito magnético do indutor <i>boost</i> .....	137
Figura A.5: Fluxo magnético no autotransformador na primeira etapa de operação. ....	141
Figura A.6: Fluxo magnético no autotransformador na segunda etapa de operação.....	142
Figura A.7: Núcleo do autotransformador.....	143

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Aplicações que requerem ampla taxa de conversão de tensão. ....	1
Tabela 3.1: Estados de operação da 4SSC.....	28
Tabela 3.2: Estados de operação em função da razão cíclica. ....	28
Tabela 3.3: Estados de comutação dos semicondutores do conversor <i>boost</i> 4SSC-VMC em função da etapa de operação. ....	48
Tabela 3.4: Equivalências entre as etapas de operação para o conversor utilizando uma e duas VMCs.....	65
Tabela 3.5: Comparação do conversor proposto com outras topologias similares. ....	93
Tabela 4.1: Ponto de operação definido para o conversor proposto.....	97
Tabela 4.2: Variáveis calculadas e obtidas por simulação dos principais componentes do conversor proposto. ....	107
Tabela 5.1: Discriminação dos componentes do conversor <i>boost</i> 4SSC-2VMC. ....	112
Tabela 5.2: Elementos parasitas considerados na simulação do conversor 4SSC-2VMC. ....	119
Tabela 5.3: Variáveis obtidas por simulação e amostradas experimentalmente para o conversor proposto .....	120
Tabela A.1: Parâmetros dos núcleos tipo NEE, da Thornton. ....	140
Tabela A.2: Quadro resumo – projeto físico do indutor <i>boost</i> . ....	140
Tabela A.3: Parâmetros dos núcleos tipo NEE, da Thornton. ....	144
Tabela A.4: Quadro resumo – projeto físico do autotransformador.....	145

## LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

$A_e$ : Área efetiva de seção transversal da perna central do núcleo

$A_p$ : Produto das áreas  $A_e$  e  $A_w$

$A_w$ : Área da janela do núcleo

$B$ : Densidade de fluxo magnético

$B_{max}$ : Máxima excursão de densidade de fluxo magnético

CA: Corrente alternada

CC: Corrente contínua

CI: Circuito integrado

COBEP: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência

$D$ : Razão cíclica

$D_{crit}$ : Razão cíclica crítica

$f_s$ : Frequência de comutação

GTO: Tiristor (*gate turn-off thyristor*)

$G_v$ : Ganho estático

$H$ : Intensidade de campo magnético

HVDC: Sistema de corrente contínua em alta tensão (*high-voltage direct current*)

$I_{(ef)}$ : Corrente eficaz

$I_{Co}$ : Corrente no capacitor de saída

$i_{Co}$ : Corrente instantânea no capacitor de saída

$I_{Cm}$ : Corrente no capacitor da célula multiplicadora

$i_{Cm}$ : Corrente instantânea no capacitor da célula multiplicadora

$I_{Do}$ : Corrente no diodo de saída

$i_{Do}$ : Corrente instantânea no diodo de saída

$I_{Dm}$ : Corrente no diodo da célula multiplicadora

$i_{Dm}$ : Corrente instantânea no diodo da célula multiplicadora

IGBT: Transistor bipolar com porta isolada (*insulated-gate bipolar transistor*)

$I_L$ : Corrente no indutor

$I_M$ : Corrente máxima no indutor

$I_m$ : Corrente mínima no indutor  
 $I_o$ : Corrente de saída  
 $i_o$ : Corrente instantânea de saída  
 $I_S$ : Corrente no interruptor  
 $i_S$ : Corrente instantânea no interruptor  
 $I_{vo}$ : Corrente entregue ao estágio de saída  
 $i_{vo}$ : Corrente instantânea entregue ao estágio de saída  
 $I_T$ : Corrente no autotransformador  
 $i_T$ : Corrente instantânea no autotransformador  
 $J$ : Densidade de corrente  
 $k_u$ : Fator de utilização da janela  
 $k_w$ : Fator de utilização  
 $L_{crit}$ : Indutância crítica  
 $l_c$ : Caminho magnético no núcleo  
 $l_g$ : Caminho magnético no entreferro  
LED: Diodo emissor de luz (*light-emitting diode*)  
 $mc$ : número de VMCs  
MCC: Modo de condução contínua  
MCD: Modo de condução descontínua  
MCCr: Modo de condução crítica  
MMC: Conversor modular multinível (*modular multilevel converter*)  
MOSFET: Transistor de efeito de campo (*metal-oxide-semiconductor field effect transistor*)  
MSSC: Célula de comutação de múltiplos estados (*multi-state switching cell*)  
 $nc$ : número de estados da célula de comutação  
 $n_L$ : Número de condutores em paralelo no enrolamento do indutor  
 $n_T$ : Número de condutores em paralelo no enrolamento do autotransformador  
 $N_L$ : Número de espiras no enrolamento do indutor  
 $N_T$ : Número de espiras na bobina do autotransformador  
 $P_D$ : Perdas em cada diodo  
PFC: Correção de fator de potência (*power factor correction*)  
 $P_i$ : Potência de entrada

$P_L$ : Perdas no indutor  
 $P_{Lcu}$ : Perdas no cobre no enrolamento do indutor  
 $P_{Lmag}$ : Perdas magnéticas no núcleo de ferrite  
 $P_o$ : Potência de saída  
 $P_S$ : Perdas em cada interruptor  
 $P_{Scomut}$ : Perdas no interruptor devido a comutação  
 $P_{Scond}$ : Perdas no interruptor quando em condução  
 $P_{Tr}$ : Perdas no autotransformador  
 $P_{Snubber}$ : Perdas em cada resistor snubber  
PWM: Modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*)  
 $R_{DS}$ : Resistência entre o dreno e a fonte do interruptor quando em condução ( $\Omega@100^\circ\text{C}$ )  
 $S_{fio}$ : Bitola de fio condutor  
SPEC: Southern Power Electronics Conference  
 $t$ : Tempo  
 $T$ : Período  
 $T_s$ : Período de comutação  
 $t_x$ : Intervalo de tempo de descarga do indutor  
UPS: Fonte de alimentação ininterrupta (*uninterruptible power supply*)  
 $V_{(ef)}$ : Valor eficaz de tensão  
 $V_{Co}$ : Tensão no capacitor de saída  
 $v_{Co}$ : Tensão instantânea no capacitor de saída  
 $V_{Cm}$ : Tensão no capacitor da célula multiplicadora de tensão  
 $v_{Cm}$ : Tensão instantânea no capacitor da célula multiplicadora  
 $V_D$ : Tensão no diodo de saída  
 $v_D$ : Tensão instantânea no diodo saída  
 $V_{Dm}$ : Tensão no diodo da célula multiplicadora  
 $v_{Dm}$ : Tensão instantânea no diodo da célula multiplicadora  
 $V_f$ : Queda de tensão no diodo quando em condução  
 $V_G$ : Sinal de comando de um interruptor controlado  
 $V_i$ : Tensão de entrada  
 $v_i$ : Tensão instantânea de entrada



$V_{max}$ : Valor máximo de tensão  
 VMC: célula multiplicadora de tensão (*voltage multiplier cell*)  
 $V_L$ : Tensão no indutor  
 $v_L$ : Tensão instantânea no indutor  
 $V_o$ : Tensão de saída  
 $v_o$ : Tensão instantânea de saída  
 $V_S$ : Tensão no interruptor  
 $v_S$ : Tensão instantânea no interruptor  
 $V_T$ : Tensão no autotransformador  
 $v_T$ : Tensão instantânea no autotransformador  
 WCR: Ampla faixa de conversão (*wide conversion range*)  
 ZVS: Técnica de comutação sob tensão nula (*zero voltage switching*)  
 ZCS: Técnica de comutação sob corrente nula (*zero current switching*)  
 ZVT: Técnica de transição sob tensão nula (*zero voltage transition*)  
 ZCT: Técnica de transição sob corrente nula (*zero current transition*)  
 $\Delta$ : Profundidade de penetração  
 $\Delta L$ : Ondulação de corrente no indutor  
 $\Delta V_{Cm}$ : Variação da tensão no capacitor da VMC  
 $\Delta V_o$ : Variação da tensão de saída  
 $\Delta t$ : Variação do tempo  
 $\beta$ : Ondulação de corrente parametrizada  
 $\gamma$ : Corrente de carga parametrizada  
 $\eta$ : Rendimento  
 $F_{mm}$ : Força magnetomotriz  
 $\varphi$ : Fluxo magnético  
 $\lambda$ : Fluxo concatenado  
 $\mathfrak{R}$ : Relutância  
 $\mu_0$ : Permeabilidade magnética no vácuo  
 $\rho$ : Resistividade  
 3SSC: Célula de comutação de três estados (*three-state switching cell*)  
 4SSC: Célula de comutação de quatro estados (*four-state switching cell*)

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Justificativas do trabalho

Atualmente, uma grande variedade de aplicações requer ampla taxa de conversão de tensão, como os sistemas de geração de energia solar fotovoltaica [1], sistemas ininterruptos de energia (UPSs) [2], veículos elétricos [3], acionamentos de máquinas elétricas [4], dentre outros, em que se deve elevar baixos valores de tensão de entrada a valores elevados de tensão de saída [5]. Por exemplo, em sistemas renováveis de geração de energia elétrica, a amplitude de tensão da energia gerada é normalmente de 48 V, que deve ser elevada para uma faixa entre 200 V e 800 V, de forma a ser utilizada no sistema de distribuição elétrico [6]. Alguns exemplos destas aplicações são apresentados na Tabela 1.1 [7].

Tabela 1.1: Aplicações que requerem ampla taxa de conversão de tensão.

Área	Aplicação	$V_i$ (V)	$V_o$ (V)	$P$ (W)
Sistemas renováveis de energia	Sistemas fotovoltaicos	< 200	300 - 800	< 200
	Microrrede CC-CC	< 200	300 - 800	< 1 k
	Célula de combustível	< 200	300 - 800	< 20 k
Indústria	Acionamento de motores	< 200	< 750	< 1 k
	Robótica industrial	< 200	< 750	< 1 k
	Fonte DC alta potência	> 600	> 2 k	> 20 k
Sistemas de transporte	Veículos elétricos/ híbridos	< 600	< 750	> 20 k
	Trólebus	< 600	< 750	> 20 k
	Trens elétricos	< 600	< 2 k	> 20 k
Telecomunicações	UPS	< 200	< 750	< 1 k
	Datacenter	< 200	< 750	< 1 k
	Satélites	< 200	< 750	< 1 k
Utilidades	HVDC	> 600	> 2 k	> 20 k
	PFC	< 600	< 2 k	< 20 k
Médica/ biomédica	Raios-X	< 600	> 2 k	< 200
	Dispositivos implantáveis	< 5	< 20	< 10
Iluminação	Iluminação LED	< 20	< 100	< 10
	Faróis automotivos	< 20	< 100	< 200
	Iluminação de vias públicas	< 20	< 100	< 200

As principais soluções para a obtenção da ampla taxa de conversão de tensão são: a utilização de inversores associados a transformadores lineares; e a utilização de conversores estáticos de potência, associados em módulos ou estruturados em conjunto com técnicas de

elevação de tensão, chamados conversores de alto ganho. Embora amplamente utilizada no meio industrial, a primeira opção é a que possui maiores dimensões em função da potência processada, devido à presença do transformador linear, que possui tamanho, peso e volume consideráveis por operar em baixas frequências.

A associação em série de conversores é empregada para elevar a capacidade de ganho de tensão sem a utilização de razões cíclicas elevadas, pois, na prática, nos conversores CC-CC tradicionais as perdas elevam-se significativamente com o aumento da razão cíclica, o que inviabiliza sua utilização quando é necessário amplo ganho de tensão. Por sua vez, associações em paralelo permitem o emprego em aplicações de potências mais elevadas, pois permitem o compartilhamento da corrente entre os módulos [8] [9].

Os conversores CC-CC podem ser isolados ou não isolados. Os conversores isolados fazem uso de transformadores de alta frequência para elevar a tensão de saída sem alterar a razão cíclica do conversor, porém o custo associado, volume e perdas por condução, elevam-se em função do aumento do número de espiras dos enrolamentos do conversor. Em aplicações em que a isolamento galvânica não é obrigatória, pode-se utilizar conversores de alto ganho não isolados, com conseqüente redução de tamanho, peso e volume, associados a um aumento na eficiência, devido à ausência do transformador [10].

Conversores de alto ganho não isolados são estruturas constituídas da associação de conversores convencionais com alguma técnica de elevação de tensão. Estas topologias são normalmente originadas a partir da associação em série de conversores em uma mesma estrutura, na utilização de indutores acoplados, associados ou não a capacitores chaveados, e utilização de células multiplicadoras de tensão (*voltage multiplier cell* – VMC). Em [11] é apresentada uma pesquisa acerca dos conversores de alto ganho de tensão. Estes conversores são divididos em três grupos a partir de suas características de ganho de tensão e potência processada.

O primeiro grupo é formado pelos conversores com elevado ganho de tensão (acima de 15 vezes) e capazes de processar valores menores de potência (abaixo de 500 W). Estes conversores normalmente possuem apenas um interruptor, apresentam simplicidade de operação e possuem um menor número de componentes; o que contribui para um melhor rendimento. Foram encontradas aproximadamente 2000 topologias com estas características; valor equivalente a 55,40% do total de trabalhos pesquisados.

O segundo grupo é composto pelas topologias capazes de processar valores significativos de potência (acima de 1 kW) e que apresentam menores ganhos (inferior a cinco vezes). Normalmente possuem estrutura formada por um número elevado de componentes; o que prejudica seu rendimento. Este grupo corresponde a 44,32% do total pesquisado, por volta de 1600 trabalhos.

O terceiro grupo situa-se entre os dois acima: os conversores são capazes de prover alto ganho de tensão (entre cinco e quinze vezes) e de processar valores significativos de potência (acima de 1 kW). Assim como o segundo grupo, normalmente possuem um número elevado de componentes, o que torna a concepção de tais topologias um desafio no que tange ao rendimento e densidade de potência. Adicionalmente, estes conversores devem lidar com valores de corrente de entrada elevados, pois a tensão de entrada é muito inferior à tensão de saída. Os esforços elevados de corrente de entrada implicam em maiores perdas por condução nos componentes, reduzindo o rendimento do conversor. Esse problema se torna mais significativo com o aumento da potência a ser processada e do ganho de tensão. Tais dificuldades na concepção destas topologias podem ser verificadas na quantidade de trabalhos encontrados: a pesquisa identificou apenas 10 topologias com tais características; valor correspondente a 0,27% do total de trabalhos pesquisados.

Considerando o exposto, verifica-se que existe uma enorme lacuna no desenvolvimento de topologias de conversores capazes de prover alto ganho de tensão e de processar valores significativos de potência. A concepção destas topologias pode ser viabilizada através da associação de técnicas de elevação de tensão e que possibilitam o compartilhamento de corrente entre os componentes do conversor. Estes conversores podem realizar o processamento de energia em diversas aplicações, como em sistemas de geração solar fotovoltaica, UPS e veículos elétricos.

## **1.2 Objetivos do trabalho**

Considerando o exposto, este trabalho de doutorado tem como objetivo principal o desenvolvimento de uma família de conversores, utilizando a MSSC e VMCs. A associação destas duas técnicas visa tornar o conversor adequado ao emprego em aplicações de potências da ordem de algumas unidades de quilowatts, bem como possibilitar alto ganho de tensão. De modo específico, este trabalho pretende:

- analisar as principais topologias de conversores de alto ganho de tensão disponíveis na literatura atual, de modo a identificar as principais vantagens e desvantagens de cada solução;
- estudar as técnicas utilizadas na concepção de uma nova família de conversores;
- realizar o equacionamento e a análise qualitativa de uma das topologias que constitui a nova família de conversores – conversor *boost* 4SSC-VMC, de forma a possibilitar uma comparação justa com as demais topologias de conversores similares, disponíveis na literatura atual;
- validar o estudo teórico por meio de simulação computacional;
- implementar um protótipo experimental do conversor proposto de modo a validar o estudo realizado.

### **1.3 Estrutura do trabalho**

Este trabalho consiste em cinco capítulos adicionais, os quais são descritos a seguir.

No segundo capítulo, é apresentada uma revisão bibliográfica a respeito das principais topologias de conversores CC-CC não isolados com ampla taxa de conversão de tensão disponíveis na literatura atual, bem como os temas relacionados ao desenvolvimento do conversor proposto.

O terceiro capítulo aborda os conceitos e critérios adotados na concepção da família de conversores proposta. Inicialmente, são apresentados os desenvolvimentos que originaram a MSSC e VMC; posteriormente, as topologias básicas dos conversores que constituem a nova família são definidas. O equacionamento, análise das etapas de operação e especificação dos componentes do conversor *boost* 4SSC-VMC, considerando uma e duas VMCs, são apresentados. Por fim, são realizados o estudo de perdas do conversor e uma comparação com as topologias similares, apresentadas na revisão bibliográfica.

O roteiro de projeto para o conversor escolhido e resultados de simulação são apresentados no quarto capítulo, considerando um ponto de operação próximo daqueles apresentados pelas topologias similares, de forma a validar o equacionamento realizado.

A implementação do protótipo é tratada no quinto capítulo. São apresentados os critérios para a montagem do conversor; circuito de potência e comando, bem como os sinais obtidos experimentalmente. Uma comparação acerca dos resultados experimentais e simulados é realizada, de forma a validar o desenvolvimento teórico.

Uma conclusão abrangente é apresentada no sexto capítulo, em que são discutidos os resultados obtidos no desenvolvimento do trabalho e sugeridas ações e temas para a continuidade da pesquisa.

#### **1.4 Publicações resultantes**

O desenvolvimento deste trabalho gerou a publicação dos artigos científicos apresentados abaixo:

- P. H. Feretti, E. R. Ribeiro, and F. L. Tofoli, "High-Voltage Step-Up DC-DC Converter Employing The Four State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells," in 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019, pp. 1-6: IEEE.
- P. H. Feretti, F. L. Tofoli, and E. R. Ribeiro, "Family of Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters Based on The Multi-State Switching Cell," IEEE Journal of Emerging Selected Topics in Power Electronics, 2022, *Early Access*.

## **2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

### **2.1 Considerações iniciais**

Este capítulo apresenta uma investigação acerca das principais topologias de conversores CC-CC de alto ganho de tensão, disponíveis na literatura atual. É realizada uma análise qualitativa destas topologias, considerando suas estruturas, principais componentes, campos de aplicação, pontos positivos e limitações. Esta análise tem como objetivo a formação dos critérios fundamentais a respeito das topologias de conversores de alto ganho mais atuais, que serão tomadas como premissas para comparações com a topologia proposta neste trabalho. Por fim, são tratadas as premissas para o desenvolvimento da família de conversores proposta, como o desenvolvimento das técnicas que culminaram na concepção da MSSC e VMC.

### **2.2 Conversores CC-CC não isolados com alto ganho de tensão**

Na prática, conversores não isolados tradicionais não são adequados para o emprego em sistemas que requeiram ampla taxa de conversão de tensão ou em aplicações de potências elevadas, porque o rendimento e o ganho de tensão destes conversores diminui consideravelmente com o aumento da potência, devido às perdas e esforços de tensão e corrente elevados nos componentes semicondutores [12]. Diversas técnicas, como o entrelaçamento de conversores e interligação em cascata podem ser associadas às VMCs, indutores acoplados e capacitores chaveados, por exemplo, de forma a originar conversores de alto ganho. Nesta seção serão apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC de alto ganho de tensão, considerando os trabalhos mais recentes encontrados na literatura atual.

#### **2.2.1 Interligação série de conversores**

O cascadeamento de conversores possibilita o amplo ganho de tensão devido às elevações sucessivas por meio dos estágios do conversor, por meio da utilização de interruptores adicionais ou circuitos compostos por capacitores e/ou indutores acoplados [13] [14]. Quando possuem interruptores adicionais, o primeiro estágio normalmente possui a maior razão cíclica e os demais possuem razões cíclicas reduzidas. Conseqüentemente, as perdas por comutação são minimizadas, porém problemas associados ao grande número de componentes e amplitudes elevadas de correntes

nos elementos permanecem; como baixa densidade de potência e a necessidade de sistemas complexos de controle [13].

Em [14], é apresentado um conversor *boost* CC-CC interligado em cascata, associado a um indutor acoplado para atingir o alto ganho de tensão. Porém, a indutância de dispersão do indutor acoplado causa elevados picos de tensão no interruptor do conversor e é necessária a utilização de um *snubber*. Propõe-se a utilização de um *snubber* passivo, não dissipativo, em substituição ao dissipativo do tipo RCD (resistor, capacitor e diodo), normalmente utilizado, que compromete o rendimento do conversor. O conversor apresenta rendimento elevado apenas para potências muito baixas, da ordem de dezenas de watts, não sendo apropriado para potências superiores a 200 W. A topologia do conversor proposto neste trabalho é apresentada na Figura 2.1.

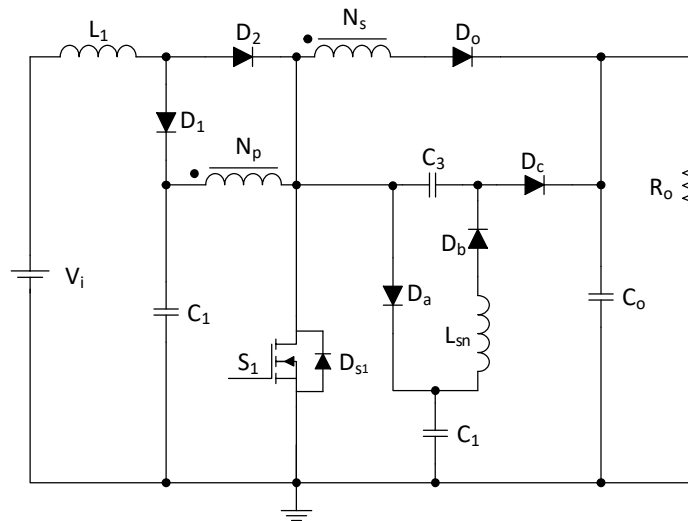


Figura 2.1: Conversor *boost* CC-CC de alto ganho, interligado em cascata, associado a um indutor acoplado. Fonte: adaptado de [14].

Na Figura 2.2 é apresentado o conversor *boost* quadrático. Esta topologia é capaz de obter ganhos elevados de tensão, fazendo uso de apenas um interruptor em sua estrutura, porém o esforço de tensão no interruptor é elevado, equivalente à tensão de saída. Esta característica limita a aplicação deste conversor a níveis de tensão a que o interruptor possa suportar. Adicionalmente, os componentes do conversor devem suportar a corrente nominal de entrada, de valor elevado, implicando em maiores perdas. Em função dessas características, esta topologia é adequada apenas ao emprego em aplicações de baixa potência, conforme se verifica em [15] e [16], em que os conversores especificados atendem a cargas de 300 W e 40 W, respectivamente.



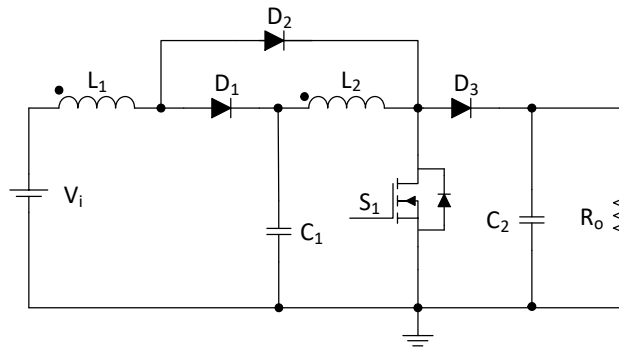


Figura 2.2: Conversor CC-CC *boost* quadrático.  
Fonte: adaptado de [15].

### 2.2.2 Topologias de conversores utilizando indutores acoplados

A utilização de indutores acoplados em conversores CC-CC possibilita elevar a capacidade de ganho de tensão, sem o emprego de razões cíclicas elevadas, além de diminuir a derivada da corrente reversa nos diodos do conversor [10]. Um conversor CC-CC de alto ganho utilizando indutores acoplados é apresentado na Figura 2.3.

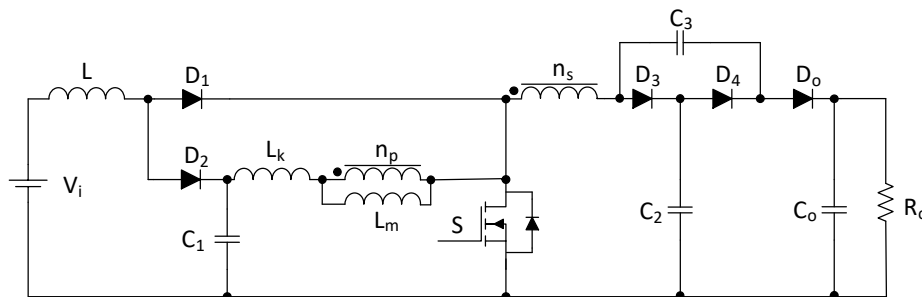


Figura 2.3: Conversor CC-CC de alto ganho, utilizando indutores acoplados e capacitores chaveados.  
Fonte: adaptado de [17].

Em [17] é apresentada a topologia de um conversor CC-CC de alto ganho de tensão, que utiliza indutores acoplados e capacitores chaveados. Resultados de simulação para uma carga de 500 W demonstram que o conversor proposto possui rendimento elevado, a tensão no interruptor é inferior à tensão de saída e a corrente de entrada é contínua, mas não foi apresentada a implementação de um protótipo experimental para comprovação dos resultados. Considerando os modos de operação, não há o compartilhamento da corrente de entrada entre os dois braços do conversor e, portanto, seus componentes são submetidos a esforços elevados de corrente, o que pode comprometer o rendimento do conversor e limitar sua utilização em aplicações de baixa potência.

Em [18], é apresentado um conversor entrelaçado, utilizando indutores acoplados e VMCs. O conversor proposto é formado pela associação de um conversor *boost*, composto por dois indutores acoplados e dois interruptores, e um estágio de VMC, composta por diodos, capacitores e os enrolamentos secundários dos indutores acoplados. O alto ganho de tensão e a redução dos esforços de tensão nos componentes do estágio de saída do conversor são obtidos em função da utilização da VMC, porém é necessária a implementação de um sistema de controle de forma a balancear a corrente nos ramos de entrada do conversor. Em função do elevado número de componentes, o rendimento tende a diminuir com a elevação da potência.

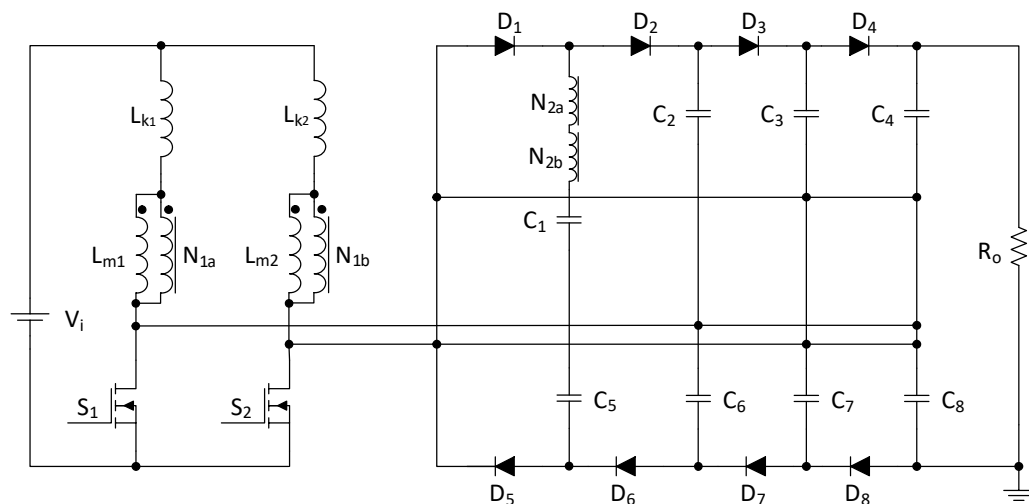


Figura 2.4: Conversor CC-CC de alto ganho, utilizando indutores acoplados e capacitores chaveados.  
Fonte: adaptado de [18].

### 2.2.3 Topologias utilizando capacitores chaveados

Circuitos contendo capacitores associados a interruptores e até mesmo indutores acoplados podem ser utilizados para melhorar a capacidade de elevação de tensão do conversor CC-CC [10]. Uma estrutura baseada em uma malha de capacitor e indutor chaveados é apresentada em [19]. Este conversor é adequado para aplicações de valores reduzidos de potência e utiliza apenas um interruptor, porém o ganho de tensão e rendimento são significativamente afetados pelas perdas ocasionadas por elementos parasitas. A tensão máxima no interruptor corresponde à metade da tensão de saída. O conversor apresenta baixa densidade de potência, devido principalmente à presença de indutores de volumes significativos. A estrutura deste conversor é apresentada na Figura 2.5.

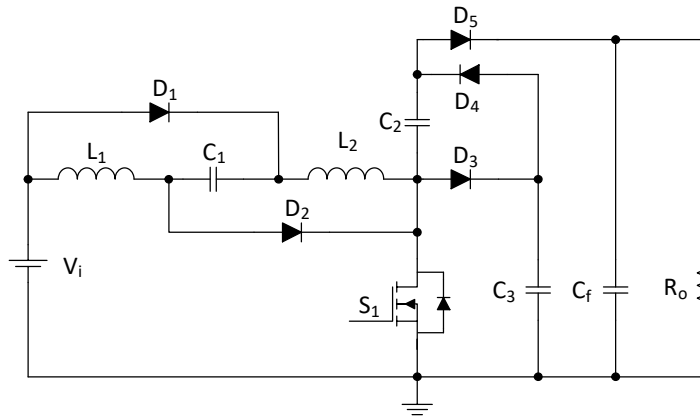


Figura 2.5: Conversor CC-CC de alto ganho baseado em malha de capacitor e indutor chaveados.  
Fonte: adaptado de [19].

## 2.2.4 Conversores entrelaçados

O entrelaçamento de conversores consiste na interconexão de múltiplas células de comutação com a mesma frequência de comutação e defasados entre si, promovendo a divisão da corrente entre os ramos do conversor [20] [21]. Conversores entrelaçados associados a alguma técnica de elevação de tensão, como VMCs, por exemplo, são as estruturas mais propostas para conversores elevadores com alto ganho de tensão.

Em [22], é apresentado o desenvolvimento de uma topologia baseada em dois conversores *boost* entrelaçados, em que seus indutores são acoplados no intuito de melhorar o balanceamento da corrente entre os ramos de entrada. Porém, ainda há a necessidade do emprego de um sistema de controle para a equalização da corrente. Adicionalmente, a razão cíclica deste conversor deve ser inferior a 0,5. A estrutura do conversor proposto é apresentada na Figura 2.6.

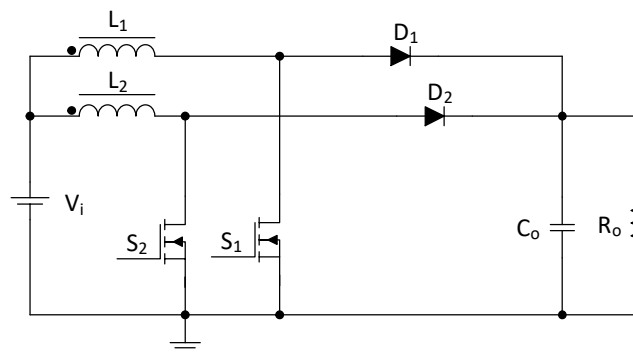


Figura 2.6: Conversor *boost* entrelaçado com indutores acoplados.  
Fonte: adaptado de [22].

Em [23], é apresentada a análise da topologia de um conversor *boost* entrelaçado de duas fases utilizando VMCs, operando em modo de condução descontínua (MCD). Esta topologia é adequada ao emprego em módulos de energia solar de baixa potência. Por operar em MCD, o ganho deste conversor é dependente da carga. A estrutura do conversor proposto é apresentada na Figura 2.7.

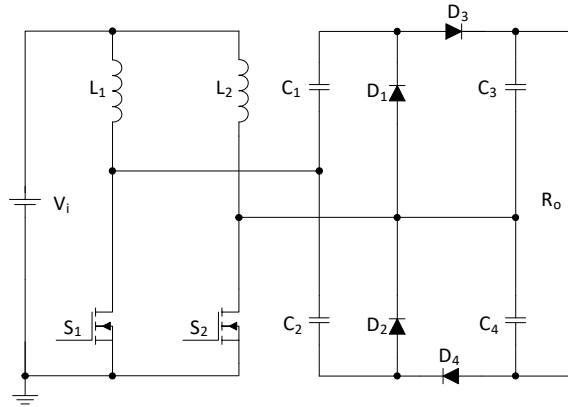


Figura 2.7: Conversor *boost* entrelaçado de duas fases utilizando células multiplicadoras de tensão.  
Fonte: adaptado de [23].

A topologia de um conversor de alto ganho de tensão obtido a partir do entrelaçamento de dois conversores *boost* KY modificados é apresentado em [24]. Assim como os conversores KY [25], o conversor proposto sempre opera em modo de condução contínua (MCC) e os esforços de tensão nos elementos semicondutores são reduzidos, porém possui elevado número de componentes, conforme pode-se verificar na Figura 2.8.

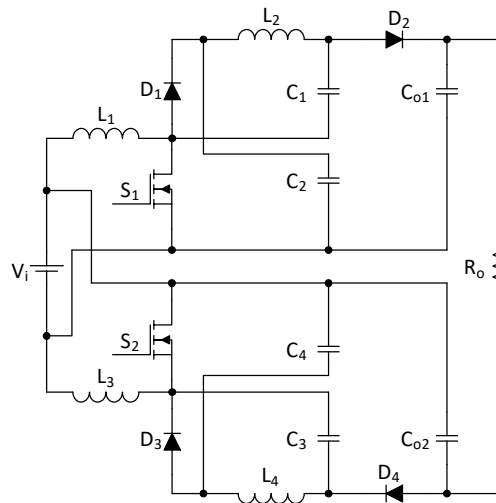


Figura 2.8: Conversor entrelaçado de alto ganho e com esforços de tensão reduzidos nos interruptores.  
Fonte: adaptado de [24].

Em [26], é apresentada uma estrutura formada a partir do entrelaçamento de três conversores do tipo *boost* tradicional, em conjunto com células formadas por diodos e capacitores, conforme apresentado na Figura 2.9, para possibilitar o alto ganho de tensão. A corrente de entrada é sempre contínua e as ondulações são reduzidas. Os esforços de tensão nos interruptores são reduzidos, equivalentes a um quarto da tensão de saída. Porém, o rendimento é significativamente afetado com o aumento da potência e a implementação de um sistema de controle para balancear as correntes de entrada é necessária.

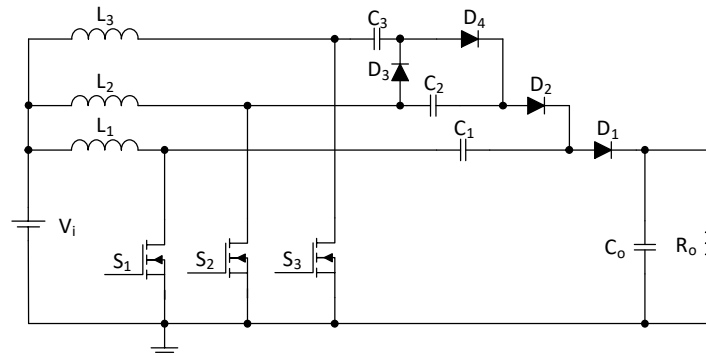


Figura 2.9: Conversor entrelaçado de alto ganho de tensão e esforços de tensão reduzidos nos semicondutores. Fonte: adaptado de [26].

Em [27], o emprego das técnicas de entrelaçamento, acoplamento magnético e multiplicadores de tensão, possibilita que o conversor apresente alto ganho de tensão e seja apto ao emprego em valores significativos de potência – da ordem de 1 kW. Os esforços de tensão nos elementos semicondutores são reduzidos, porém a tensão nos interruptores aumenta em função do aumento da razão cíclica e o compartilhamento equilibrado de corrente entre os braços do conversor não é possível sem a utilização de técnicas de controle para obter o balanceamento adequado. A estrutura do conversor de alto ganho com acoplamento magnético é apresentada na Figura 2.10.

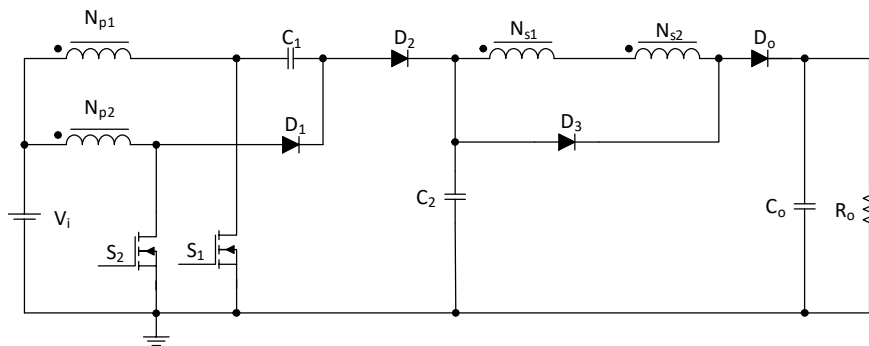


Figura 2.10: Conversor CC-CC entrelaçado de alto ganho com acoplamento magnético. Fonte: adaptado de [27].

O conversor entrelaçado apresentado em [28] utiliza a técnica de comutação suave ZVT (*zero voltage transition*), indutores acoplados e uma estrutura capaz de proporcionar alto ganho de tensão sem comprometer a razão cíclica do conversor. As perdas por comutação são minimizadas devido à comutação suave e a densidade de potência é otimizada. Este conversor requer a utilização de um *snubber* ativo e, embora seja capaz de ser empregado em aplicações de potências da ordem de algumas unidades de quilowatts, seu rendimento em potências elevadas é comprometido devido ao grande número de componentes. A estrutura do conversor *boost* entrelaçado, com comutação suave e utilizando indutores acoplados é apresentada na Figura 2.11, em que  $L_{1a}$  está acoplado a  $L_{1b}$  e  $L_{1c}$ , e  $L_{2a}$  está acoplado a  $L_{2b}$  e  $L_{2c}$ .

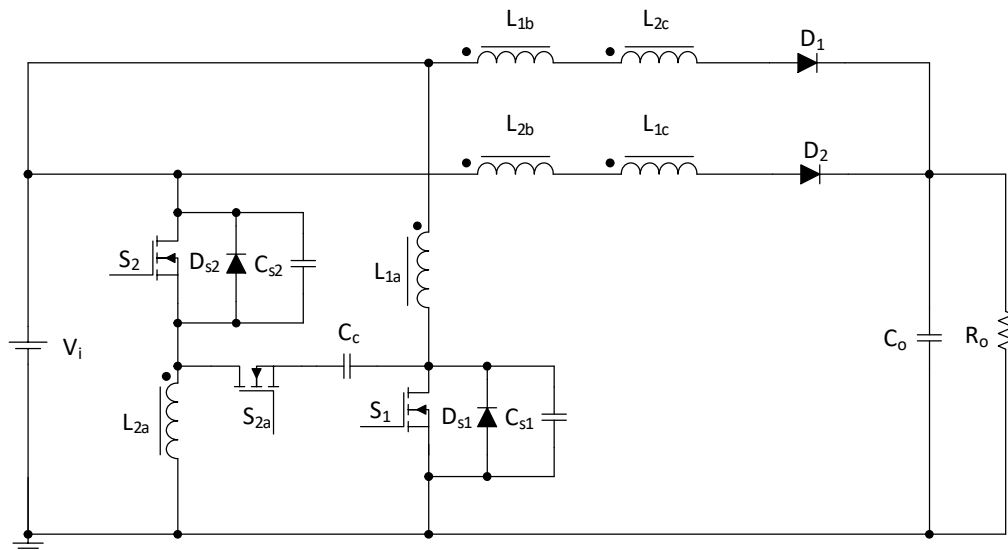


Figura 2.11: Conversor *boost* de alto ganho entrelaçado com comutação suave utilizando indutores acoplados.  
Fonte: adaptado de [28].

Uma topologia entrelaçada composta por uma célula multiplicadora de tensão assimétrica (AVMC) e um circuito passivo de grampeamento é proposta em [29] e apresentada na Figura 2.12, em que  $L_1$  está acoplado a  $L_3$ , e  $L_2$  está acoplado a  $L_4$ . Embora seja utilizado acoplamento magnético, são necessários dois núcleos, pois a AVMC conta com um enrolamento auxiliar associado aos indutores do filtro. Adicionalmente, um grande capacitor de filtro de saída também pode ser necessário. O conversor é capaz de prover alto ganho de tensão, por volta de 10 vezes, e apresenta rendimento elevado, em torno de 97%, porém é adequado apenas para aplicações de algumas centenas de watts.

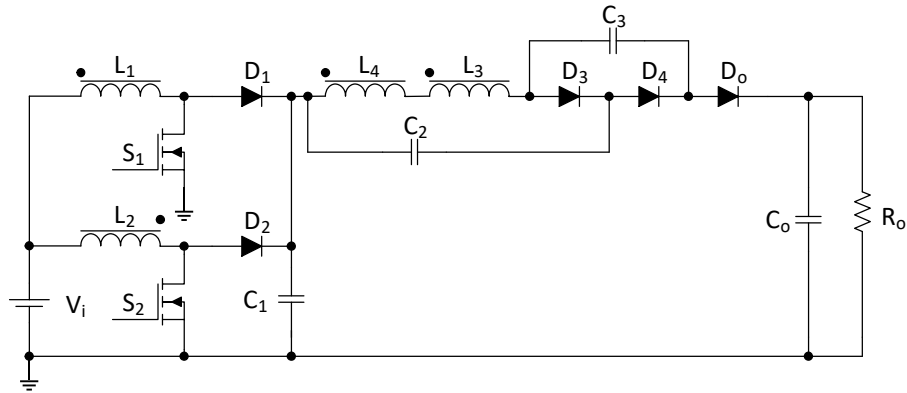


Figura 2.12: Conversor *boost* entrelaçado de alto ganho utilizando AVMC e indutor acoplado.  
Fonte: adaptado de [29].

Células multiplicadoras de tensão podem ser utilizadas para aumentar o ganho de tensão do conversor. Em [30], um conversor *boost* entrelaçado, utilizando células multiplicadoras Dickson é apresentado em uma abordagem modular, conforme apresentado na Figura 2.13. Embora apresente ganho elevado (20 vezes), o conversor é adequado apenas para baixas potências, apresentando rendimento por volta de 95% para um protótipo de apenas 200 W. Outra variação topológica utilizando células Dickson é apresentada em [31], na qual a célula é conectada aos enrolamentos secundários de indutores acoplados, conforme apresentado na Figura 2.14, com o objetivo de armazenar energia e reduzir os picos de tensão nos interruptores, além de resolver o problema de recuperação reversa nos diodos de saída. Novamente, o conversor é adequado apenas a baixos valores de potência, da ordem de algumas centenas de watts. Adicionalmente, não foi apresentado no trabalho a elaboração de protótipo experimental.

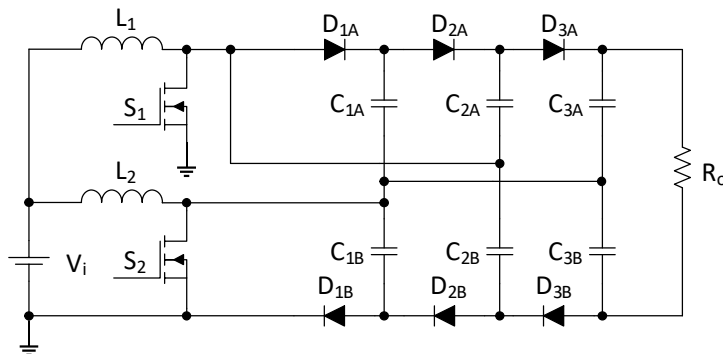


Figura 2.13: Conversor *boost* entrelaçado de alto ganho utilizando VMC Dickson.  
Fonte: adaptado de [30].

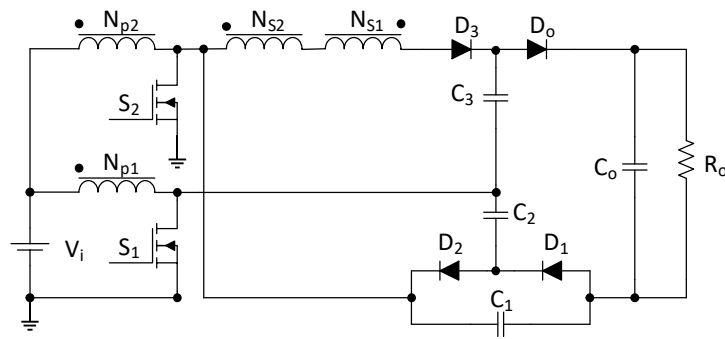


Figura 2.14: Conversor *boost* entrelaçado de alto ganho utilizando VMC e indutor acoplado.  
Fonte: adaptado de [31].

O conversor *boost* entrelaçado apresentado em [32] utiliza uma VMC associada a um transformador de alta frequência para obter alto ganho de tensão e os interruptores operam sob comutação suave (ZVS), contribuindo para a redução de perdas. Adicionalmente, os esforços de tensão nos interruptores são reduzidos. O protótipo experimental apresenta rendimento de aproximadamente 97%, considerando uma carga de 1 kW e ganho de tensão de 14 vezes. Porém, conforme apresentado na Figura 2.15, o conversor apresenta um número elevado de componentes magnéticos e interruptores, o que pode comprometer o seu rendimento em aplicações de potências mais elevadas.

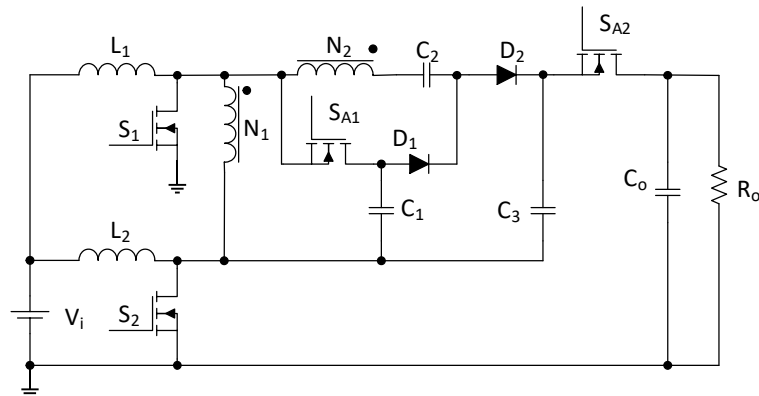


Figura 2.15: Conversor *boost* entrelaçado utilizando transformador de alta frequência e VMC, com comutação suave.  
Fonte: adaptado de [32].

Em [33] a associação de capacitores chaveados e indutores acoplados é utilizada para elevar o ganho de tensão em um conversor entrelaçado. Embora o conversor seja capaz de elevar a tensão significativamente, o elevado número de componentes, em especial capacitores e indutores com valores significativos, afetam a densidade de potência e eficiência do conversor, tornando-o apto



ao emprego em aplicações de baixas potências apenas. A estrutura deste conversor é apresentada na Figura 2.16, em que  $N_{a0}$  está acoplado a  $N_{a1}$  e  $N_{b0}$  está acoplado a  $N_{b1}$ .

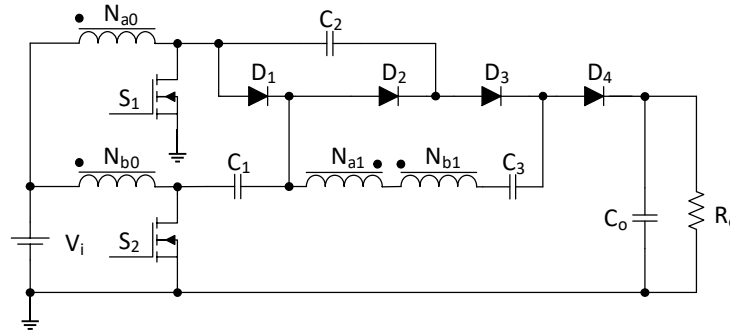


Figura 2.16: Conversor boost entrelaçado utilizando capacitores chaveados e indutores acoplados.  
Fonte: adaptado de [33].

O desenvolvimento de um conversor entrelaçado bidirecional, utilizando três indutores *boost* e capacitor chaveado, é apresentado em [34]. Embora o conversor seja capaz de proporcionar alto ganho de tensão, é empregado um elevado número de componentes, em que se destaca a utilização de seis interruptores, que compromete o rendimento, tornando essa topologia inadequada para aplicações práticas, especialmente em altos níveis de potência. Sua estrutura é apresentada na Figura 2.17.

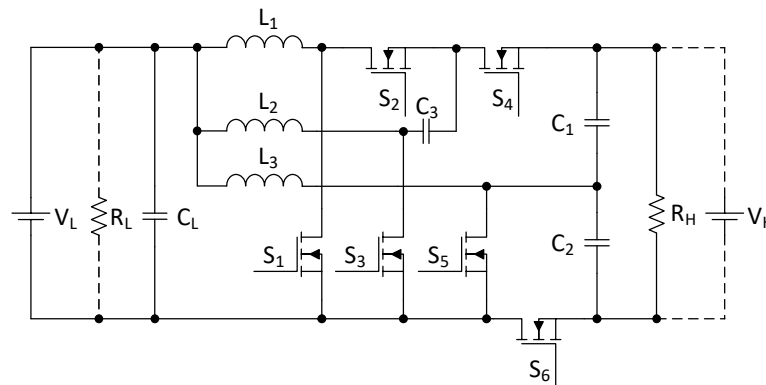


Figura 2.17: Conversor entrelaçado utilizando três indutores *boost* e capacitor chaveado.  
Fonte: adaptado de [34].

Em [35] é apresentado um conversor entrelaçado, isolado e bidirecional, utilizando uma estrutura trifásica. Este conversor é apto ao emprego em potências significativas, da ordem de algumas unidades de quilowatts, porém apresenta ganho modesto de tensão. Conforme se verifica na Figura 2.18, este conversor possui um número elevado de componentes, o que compromete sua

eficiência. Operando no modo direto (energia sendo processada da fonte para a carga), um rendimento de apenas 90% é obtido na potência nominal.

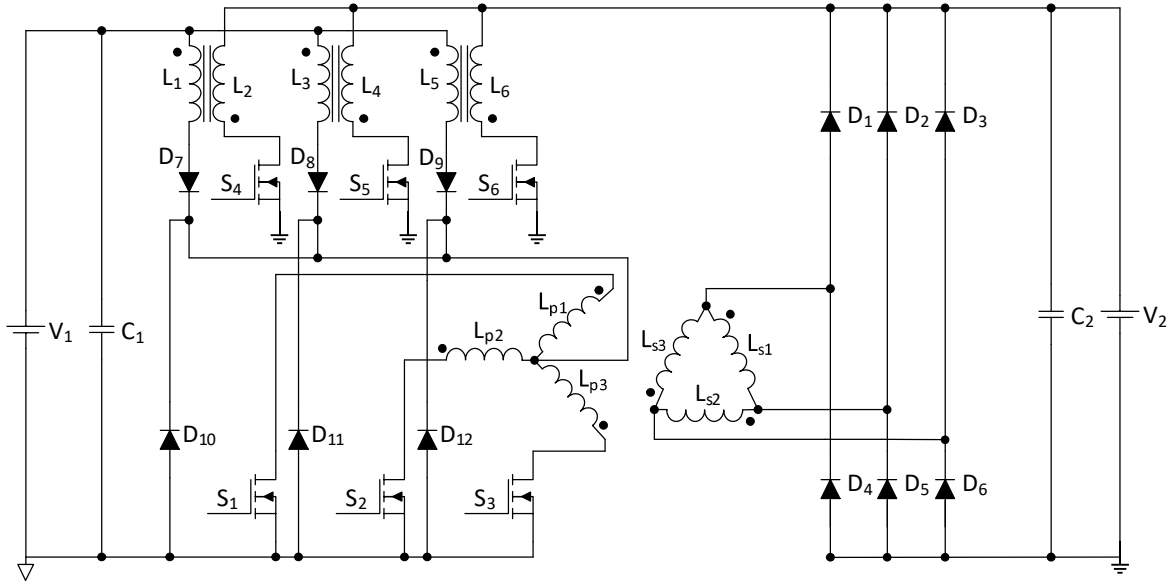


Figura 2.18: Conversor entrelaçado bidirecional, utilizando uma estrutura trifásica.  
Fonte: adaptado de [35].

## 2.2.5 Topologias baseadas na MSSC

Conversores baseados na MSSC são uma alternativa interessante na concepção de conversores para o emprego em potências elevadas, pois a inserção de transformadores de alta frequência na entrada do conversor possibilita a divisão da corrente de forma igualitária entre os seus ramos, desde que o projeto e construção do transformador tenham sido realizados de forma criteriosa. Outro aspecto positivo é que a frequência de operação dos elementos magnéticos é multiplicada por um fator de  $n-1$ , em que  $n$  é o número de estados da célula de múltiplos estados. Esta característica implica em uma diminuição das dimensões dos elementos magnéticos, melhorando a densidade de potência do conversor. Embora haja uma ampla gama de trabalhos sobre conversores baseados na MSSC disponíveis na literatura atual, especialmente na célula de três estados (*three-state switching cell* – 3SSC), apenas o apresentado em [36] será considerado nesta revisão bibliográfica, visto que o objetivo desse estudo é a aplicação da MSSC em conjunto com alguma técnica de elevação de tensão, em conversores de alto ganho.

Em [36], é apresentado um conversor CC-CC elevador, baseado na MSSC, denominado WCR-MSSC (*wide conversion range – multi-state swicthing cell*), em que o alto ganho de tensão

é obtido por meio da utilização de enrolamentos secundários acoplados ao transformador da MSSC. A estrutura do conversor proposto neste trabalho é apresentada na Figura 2.19.

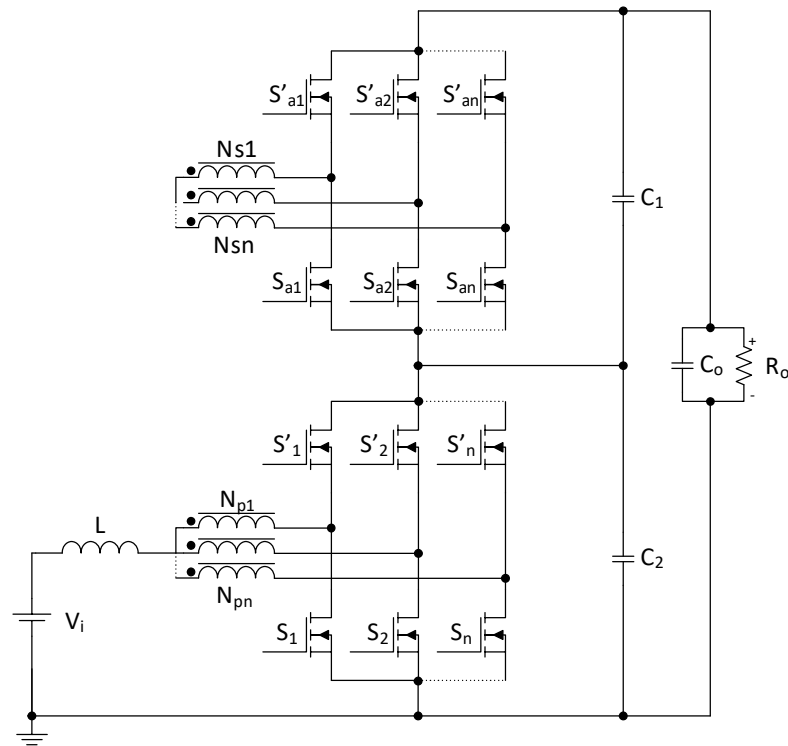


Figura 2.19: Conversor *boost* CC-CC, utilizando enrolamentos secundários acoplados ao transformador da MSSC. Fonte: adaptado de [36].

### 2.3 Considerações finais

Dentre as topologias apresentadas, verifica-se que a utilização da VMC em [18] e [23] apresentou resultados satisfatórios para a elevação da tensão de saída sem a necessidade de aumento da razão cíclica e diminuição dos esforços de tensão nos elementos semicondutores. Portanto, verifica-se que esta é uma alternativa interessante à utilização de transformadores ou a associação em módulos para aumentar o ganho de tensão do conversor.

Conforme apresentado, existem várias propostas de topologias de conversores de alto ganho disponíveis na literatura atual, porém apenas uma pequena parcela é capaz de prover alto ganho de tensão e processar valores significativos de potência. Dentre as topologias encontradas após extensa pesquisa nos principais periódicos relacionados, apenas aquelas apresentadas em [27] e [32] são capazes de processar aproximadamente 1 kW e apenas o conversor descrito em [35] processa algumas unidades de quilowatts, mas fornece ganho de tensão de apenas cinco vezes.

Adicionalmente, para os conversores entrelaçados, é necessário o emprego de técnicas de controle para que haja o compartilhamento equilibrado da corrente entre os ramos de entrada. Este problema é resolvido por meio da MSSC em [36], que proporciona o compartilhamento equilibrado da corrente de entrada sem necessitar de nenhuma técnica de controle adicional, desde que o projeto físico dos elementos magnéticos seja criterioso. Verifica-se, portanto, que a MSSC é uma alternativa interessante de forma a possibilitar o emprego do conversor em aplicações de potências mais elevadas.

### 3 FAMÍLIA DE CONVERSORES MSSC-VMC

#### 3.1 Considerações iniciais

Para um melhor entendimento do funcionamento da topologia proposta, são apresentados neste capítulo os conceitos e critérios adotados em sua concepção. Conforme apresentado anteriormente, este trabalho trata do desenvolvimento de uma família de conversores que se utiliza a MSSC e VMCs para resolver os problemas de compartilhamento de corrente e esforços de tensão em seus interruptores, além de proporcionar alto ganho de tensão. Contudo, faz-se necessário conhecer os conceitos relacionados a cada um dos métodos empregados para uma total compreensão dos princípios de funcionamento da família de conversores proposta. Serão então apresentadas as topologias básicas dos conversores propostos, em que uma delas será escolhida para a realização do equacionamento a partir da análise de suas etapas de operação.

#### 3.2 Obtenção da VMC

Conversores elevadores de tensão convertem sinais com tensão inferior armazenando temporariamente a energia recebida e então liberando-a na saída a uma tensão mais alta. Este armazenamento pode ocorrer na forma de campo magnético (indutores) ou elétrico (capacitores), com o auxílio de interruptores e diodos [7]. As técnicas de elevação de tensão utilizadas podem ser classificadas conforme a forma de armazenamento de energia ou por meio dos componentes utilizados. A Figura 3.1 apresenta uma classificação das técnicas de elevação de tensão, com destaque à VMC.

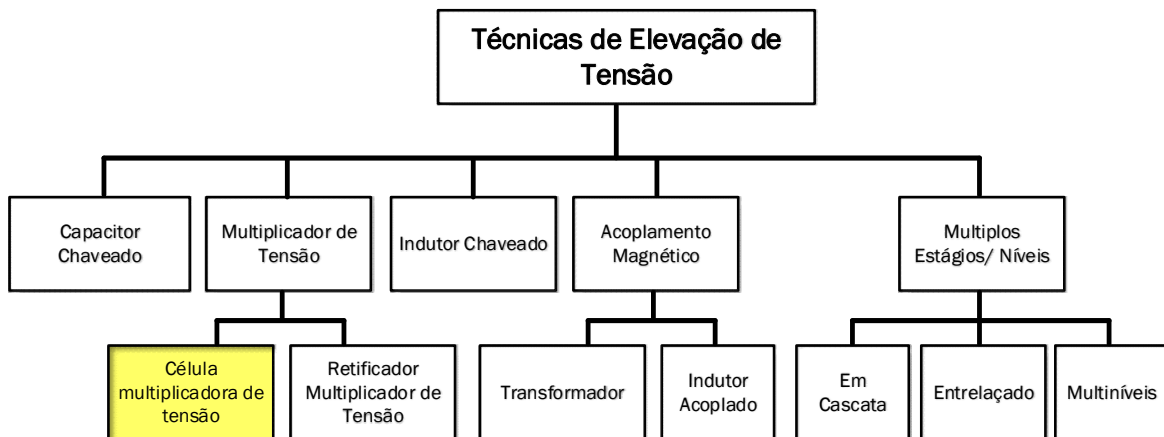


Figura 3.1: Técnicas de elevação de tensão.  
Fonte: adaptado de [7].

Uma revisão abrangente acerca das técnicas de elevação de tensão é apresentada em [7]. Nos circuitos empregando capacitores chaveados (SCs – *switched capacitors*) e multiplicadores de tensão, o ganho de tensão é obtido por meio da transferência da energia, armazenada previamente em capacitores, realizada por meio dos circuitos formados por capacitores e interruptores, denominados circuitos CP (*charge pump*).

Os SCs são estruturas modulares simples, baseados em CPs, em que há a multiplicação da tensão de entrada em função do número de capacitores e suas disposições no circuito. Na Figura 3.2 (a) é apresentada a estrutura básica CP, em que se verifica que por meio do acionamento intercalado dos interruptores, há o carregamento dos capacitores e transferência de energia à carga. Quando o interruptor I é ligado, há o carregamento de  $C_1$  pela fonte de tensão e quando o interruptor II é ligado, a energia é transferida de  $C_1$  para  $C_2$  e conseqüentemente para a carga. Este é o princípio básico das CPs, que envolve o carregamento de capacitores e transferência de energia utilizando-se interruptores para possibilitar a transferência de energia e alteração da interconexão dos capacitores com a fonte de tensão de entrada e a carga – conceito empregado nos SCs e nas VMCs.

Na Figura 3.2 (b), o circuito SC básico é apresentado. Inicialmente, o interruptor é colocado na posição I e  $C_1$  é carregado, então, o interruptor é colocado na posição II, colocando  $C_1$  em série com a fonte de tensão.  $C_2$  é então carregado pela associação em série de  $C_1$  e a fonte, com tensão equivalente ao dobro da fonte de tensão de entrada.

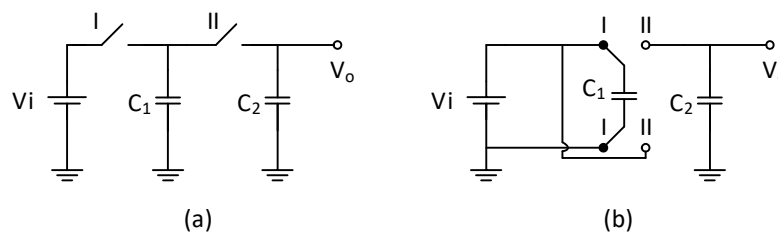


Figura 3.2: Circuito CP (a), e capacitor chaveado SC (b).  
Fonte: adaptado de [7].

Os multiplicadores de tensão são estruturas compostas principalmente por capacitores e diodos (embora possam utilizar também indutores, para minimizar problemas relacionados à recuperação reversa de diodos e possibilitar a comutação suave), que possibilitam a elevação de tensão sem a utilização de transformadores. Conforme [37], a aplicação de VMCs é diversa e os primeiros experimentos datam da primeira década do século XX.

Os multiplicadores de tensão podem ser divididos conforme sua estrutura em multiplicadores retificadores de tensão (VMRs) e células multiplicadoras de tensão (VMCs). As VMRs são estruturas que retificam a corrente de entrada alternada ou pulsante, atuando também como multiplicador de tensão. Em [38] são apresentados dois tipos de VMRs, baseados nas estruturas Cockcroft-Walton e Dickson, diferenciando-se pela disposição de seus componentes. Na Figura 3.3, são apresentados dois VMRs, em que  $N$  representa o número de estágios.

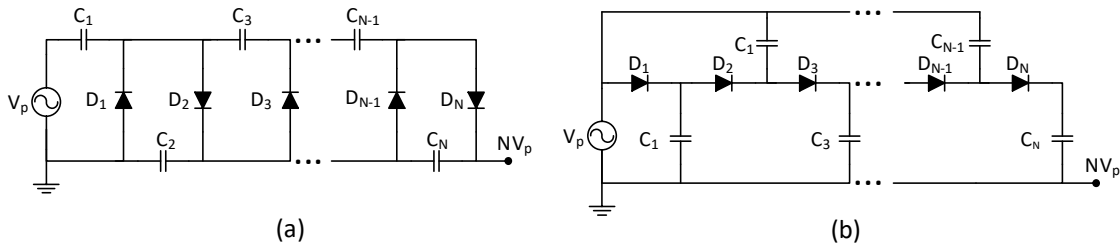


Figura 3.3: Exemplos de VMRs: a) Cockcroft-Walton e b) Dickson.  
Fonte: adaptado de [38].

As VMCs são estruturas conectadas normalmente entre o elemento de comutação do conversor e o filtro de saída, para elevar o ganho e reduzir os esforços de tensão nos elementos semicondutores [39] [40]. A topologia genérica de um conversor *boost* utilizando uma VMC é apresentada na Figura 3.4 e exemplos de configurações de VMCs são apresentadas na Figura 3.5: (a) utilizando indutor e capacitor chaveados; (b) e (c) utilizando capacitores chaveados, conforme [41], [42] e [43], respectivamente.

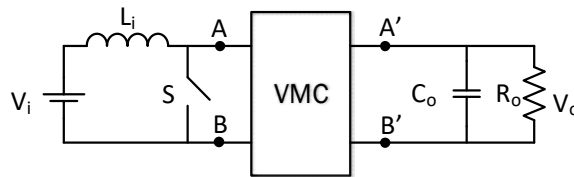


Figura 3.4: Estrutura genérica de um conversor *boost* utilizando a VMC.  
Fonte: adaptado de [7] e [41].

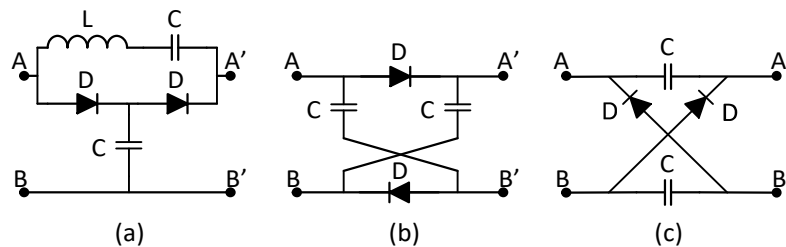


Figura 3.5: Exemplos de estruturas de VMCs.  
Fonte: adaptado de: (a) [41]; (b) [42]; (c) [43].

Nas VMCs, de forma geral, o ganho de tensão é obtido em função do aumento de estágios de células, que implica em um maior número de diodos conectados em série e, portanto, aumento das perdas por condução. Conseqüentemente, há uma redução na eficiência do conversor com o aumento de VMCs. Faz-se então necessário aumentar o número de células em paralelo, de forma a diminuir as correntes nestes diodos e reduzir as perdas por condução [44]. A partir do exposto, obtém-se finalmente a topologia da VMC proposta para este trabalho, apresentada na Figura 3.6.

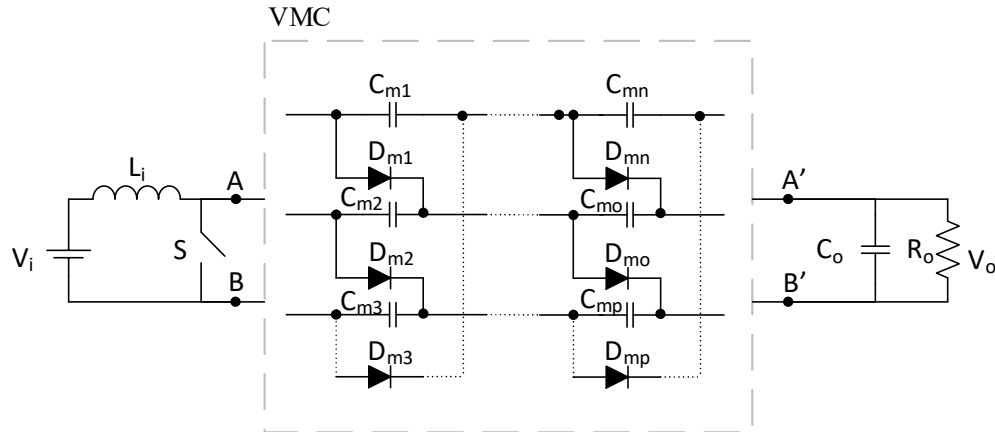


Figura 3.6: Célula multiplicadora de tensão VMC aplicada em um conversor *boost*.

### 3.3 Obtenção da MSSC

O conceito de célula de comutação origina-se a partir da célula canônica, formada por um capacitor, um indutor e um interruptor [45], conforme apresentado na Figura 3.7.

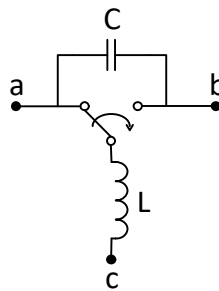


Figura 3.7: Célula de comutação canônica.  
Fonte: adaptado de [46].

A partir da inserção de uma fonte de tensão de entrada e uma de saída na célula de comutação canônica, seis configurações são possíveis, originando as topologias de conversores CC-CC não isolados clássicos apresentados na Figura 3.8.



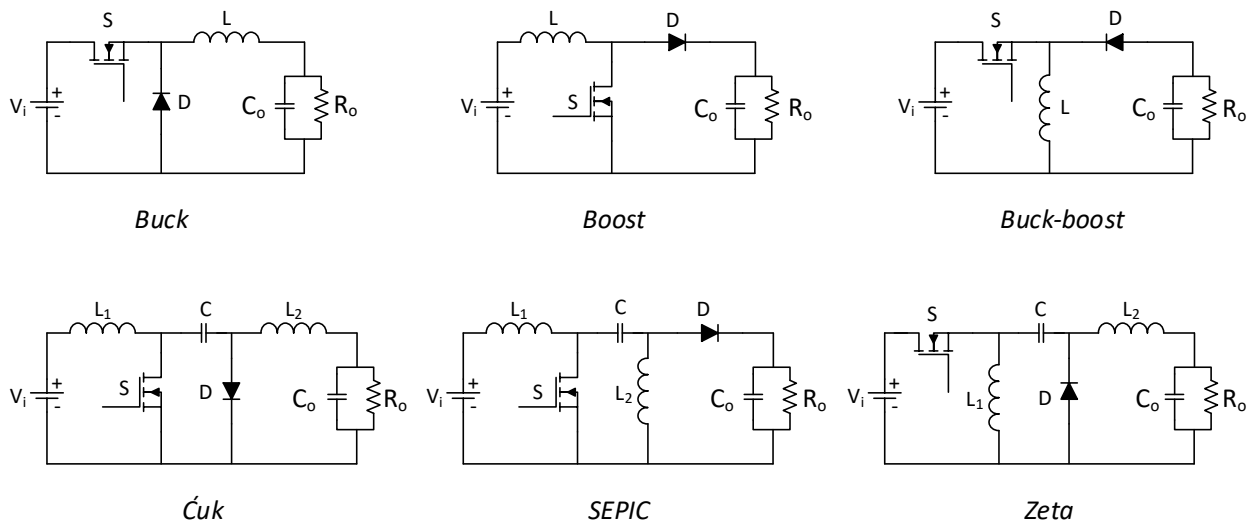


Figura 3.8: Conversores CC-CC clássicos, não isolados.

Nos conversores CC-CC não isolados clássicos, apenas dois estados são possíveis, portanto, são definidos como conversores com células de dois estados de comutação (*two-state switching cell – 2SSC*). Se estiver operando em MCC, em que a corrente no indutor nunca se anula, o primeiro estado é obtido quando o interruptor está conduzindo e o diodo é desligado e vice-versa para o segundo estado. Quando opera em MCD, em que a corrente do indutor se anula em um determinado intervalo de tempo, o estado nulo também é possível e ocorre no momento em que o interruptor está desligado e o diodo está reversamente polarizado. A Figura 3.9 apresenta a configuração da 2SSC e seus possíveis estados.

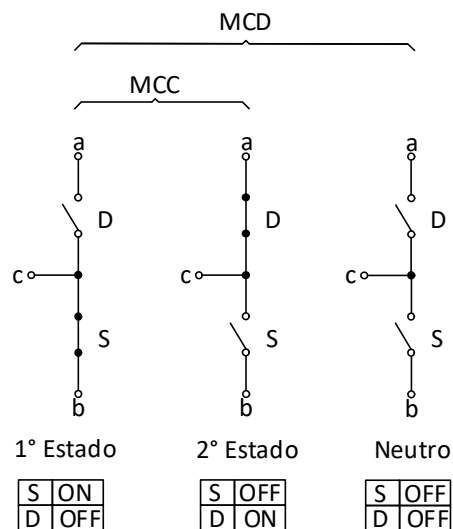


Figura 3.9: Estados de operação da 2SSC.

Em [45] foi apresentada uma nova família de conversores, baseada na 3SSC. Este trabalho deu origem a cinco tipos diferentes de células, obtidas a partir de adaptações dos conversores: *push-pull* alimentado em tensão, *push-pull* alimentado em corrente, conversor de Weinberg, conversor de Weinberg modificado e conversor flyback-*push-pull* alimentado em corrente. A cada célula, foi atribuída uma letra de A a E.

Na 3SSC tipo B, a frequência de operação nos elementos magnéticos é igual ao dobro da frequência de comutação do conversor, implicando a redução das dimensões destes componentes e aumentando a densidade de potência. Esta célula é apresentada na Figura 3.10.

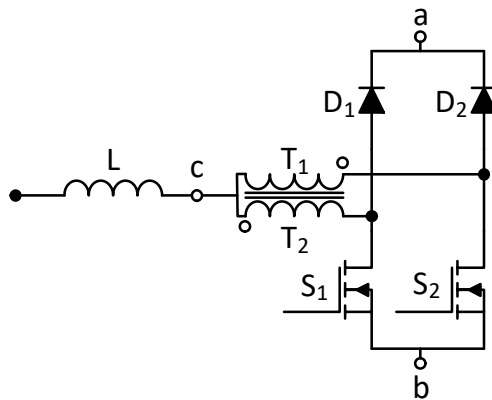


Figura 3.10: 3SSC tipo B.  
Fonte: adaptado de [47].

Três estados são possíveis quando o conversor opera em MCC:

- primeiro estado: quando os diodos estão reversamente polarizados e os interruptores estão conduzindo;
- segundo estado: quando um ramo composto por um interruptor e um diodo estão conduzindo e o outro está bloqueado;
- terceiro estado: quando os diodos estão diretamente polarizados e os interruptores bloqueados.

Em MCD, o estado neutro é possível e ocorre quando os diodos estão reversamente polarizados e os interruptores não estão conduzindo. A Figura 3.11 apresenta os estados de operação possíveis e as condições dos interruptores e diodos em cada estado, em que ON significa interruptor ligado e diodo conduzindo, e OFF significa interruptor desligado e diodo bloqueado.

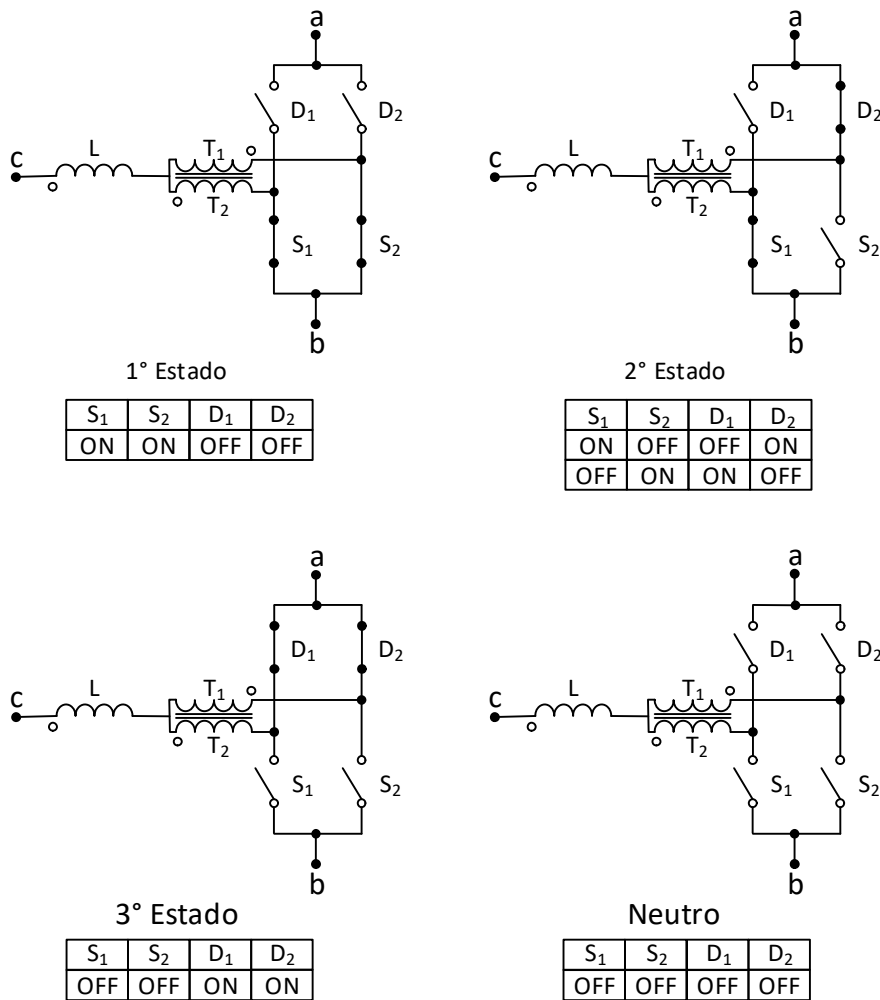


Figura 3.11: Estados de operação da 3SSC.  
Fonte: adaptado de [47].

Em [36], foi proposta uma adaptação à 3SSC por meio da substituição do autotransformador por um transformador trifásico de alta frequência, aumentando um ramo de saída e originando a célula de comutação de quatro estados 4SSC (*four-state switching cell*). A frequência de operação dos componentes magnéticos é igual a três vezes a frequência de operação do conversor e a corrente é dividida em três ramos de saída. Conseqüentemente, diminui-se ainda mais os esforços de corrente nos elementos semicondutores e as dimensões dos componentes magnéticos [48]. Pode-se estender o conceito para  $N$  braços, originando a MSSC conforme apresenta a Figura 3.12, em que a frequência de operação dos elementos de filtro, como indutores e capacitores, é igual a  $N-1$  vezes a frequência de operação do conversor.

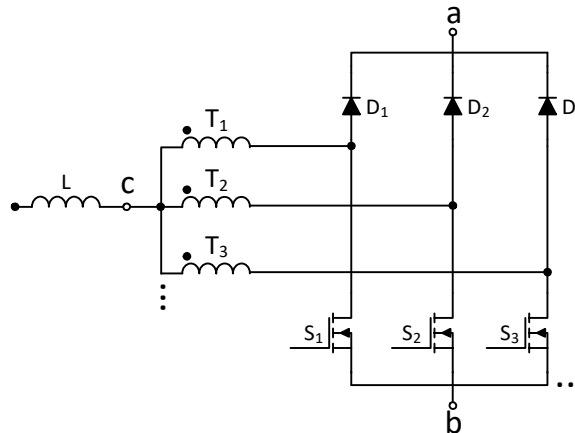


Figura 3.12: Célula de comutação MSSC.  
Fonte: adaptado de [36].

Para a 4SSC, quatro estados de operação são possíveis quando o conversor opera em MCC, porém o estado neutro também é possível se o conversor opera em MCD. Estes estados são apresentados abaixo:

- primeiro estado: obtido quando todos os interruptores estão em condução e todos os diodos estão reversamente polarizados;
- segundo estado: ocorre quando houver, ao mesmo tempo, dois interruptores em condução e um bloqueado; dois diodos reversamente polarizados e um diodo diretamente polarizado, em ordens diferentes;
- terceiro estado: ocorre quando houver, ao mesmo tempo, dois interruptores bloqueados e um interruptor conduzindo; dois diodos diretamente polarizados e um diodo reversamente polarizado, em ordens diferentes.
- quarto estado: obtido quando todos os interruptores são bloqueados e os diodos estão diretamente polarizados;
- Neutro: ocorre quando todos os interruptores estão bloqueados e todos os diodos estão reversamente polarizados. Nesta condição o fluxo de energia processado pelo conversor é nulo.

A Tabela 3.1 apresenta as condições dos interruptores e diodos na 4SSC em função do estado de operação, em que: ON significa interruptor ligado (conduzindo) ou diodo diretamente polarizado e; OFF significa interruptor desligado (bloqueado) ou diodo reversamente polarizado.

Tabela 3.1: Estados de operação da 4SSC.

<b>Estado</b>	<b>S<sub>1</sub></b>	<b>S<sub>2</sub></b>	<b>S<sub>3</sub></b>	<b>D<sub>1</sub></b>	<b>D<sub>2</sub></b>	<b>D<sub>3</sub></b>
<b>1</b>	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
<b>2</b>	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
<b>3</b>	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
<b>4</b>	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
<b>Neutro</b>	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF

Os estados de operação em que o conversor pode operar são influenciados pelo intervalo da razão cíclica empregado, conforme abaixo:

- se a razão cíclica for de zero a um terço ( $0 < D < 1/3$ ), ocorrem o terceiro e quarto estados, ou seja, apenas um interruptor será acionado por vez;
- se a razão cíclica for de um terço a dois terços ( $1/3 < D < 2/3$ ), ocorrem o segundo e terceiro estados, ou seja, o conversor funcionará no modo de sobreposição, com não mais de dois interruptores operando simultaneamente;
- finalmente, se a razão cíclica for de dois terços à unidade ( $2/3 < D < 1$ ), ocorrem o primeiro e terceiro estados, ou seja, o conversor funcionará no modo de sobreposição, com até três interruptores operando ao mesmo tempo.

A Tabela 3.2 apresenta os possíveis estados de operação para a célula 4SSC em função da razão cíclica do conversor. Estes estados são definidos como  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ .

Tabela 3.2: Estados de operação em função da razão cíclica.

<b>Razão cíclica</b>	<b>Estado de Operação</b>
$R_1 (0 < D < 1/3)$	3 e 4
$R_2 (1/3 < D < 2/3)$	2 e 3
$R_3 (2/3 < D < 1)$	1 e 3

### 3.4 Família de conversores MSSC-VMC

Verifica-se a partir dos itens precedentes que o emprego da MSSC reduz os esforços de corrente nos componentes semicondutores do conversor e possibilita o emprego de elementos reativos de menores dimensões, porém, o problema relacionado aos esforços de tensão nos componentes semicondutores não é resolvido. Este problema é solucionado por meio da inserção de VMCs, que possibilitam também o acréscimo na capacidade de ganho de tensão sem alterar a razão cíclica do conversor. A partir desta concepção, origina-se a célula de comutação MSSC-VMC, apresentada na Figura 3.13, utilizada como base para a geração da nova família de conversores, que possui como principais contribuições:

- aumento da densidade de potência;
- maior ganho de tensão;
- aumento da capacidade de processamento de potência do conversor;
- diminuição dos esforços de corrente e tensão nos componentes semicondutores.

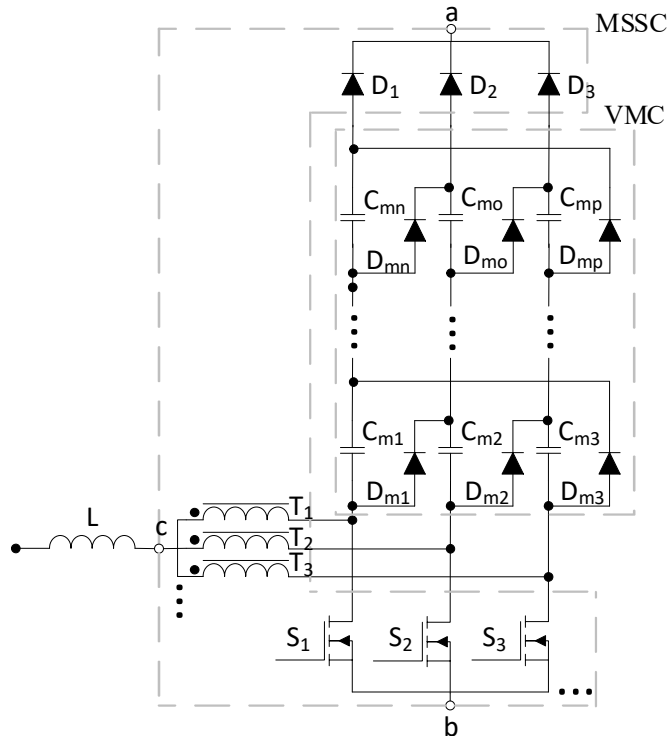


Figura 3.13: Célula MSSC-VMC.

Utiliza-se o critério de geração de topologias apresentado em [45] para gerar as topologias básicas dos conversores CC-CC MSSC-VMC. O conversor de potência pode ser representado por

uma topologia básica de conversor CC-CC não isolado, constituído por três partes fundamentais: fonte de entrada, célula de comutação e fonte de saída, interligados conforme apresentado na Figura 3.14.

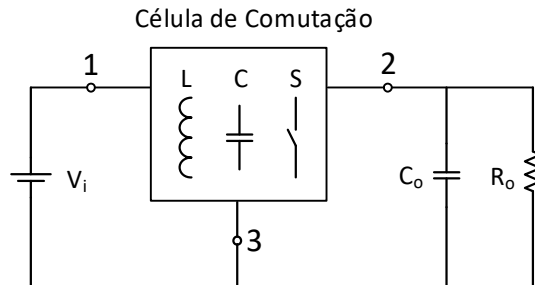


Figura 3.14: Topologia básica de conversor CC-CC não isolado.  
Fonte: adaptado de [45].

Pode-se interligar três fontes aos terminais da célula de comutação para gerar as três topologias básicas de conversores CC-CC não isolados: *buck*, *boost* e *buck-boost*, conforme apresentado na Figura 3.15, em que o sentido da seta indica o caminho da transferência de potência, de uma fonte para a outra.

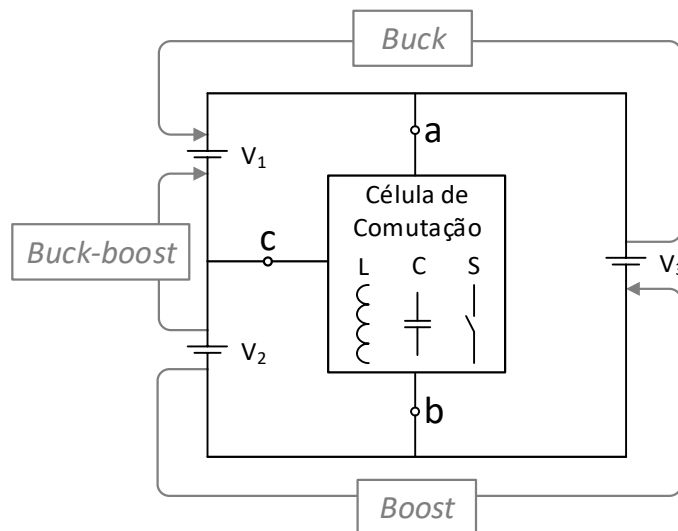


Figura 3.15: Critério de geração de topologias de conversores CC-CC não isolados.  
Fonte: adaptado de [45].

A técnica supracitada é a mesma utilizada para a obtenção das topologias básicas de conversores CC-CC tradicionais, portanto, pode-se fazer uma analogia, substituindo as células de dois estados pela MSSC-VMC nos conversores apresentadas na Figura 3.8 de forma a obter as demais topologias básicas de conversores CC-CC para a família MSSC-VMC. Finalmente, os seis conversores básicos são apresentados na Figura 3.16 [49].

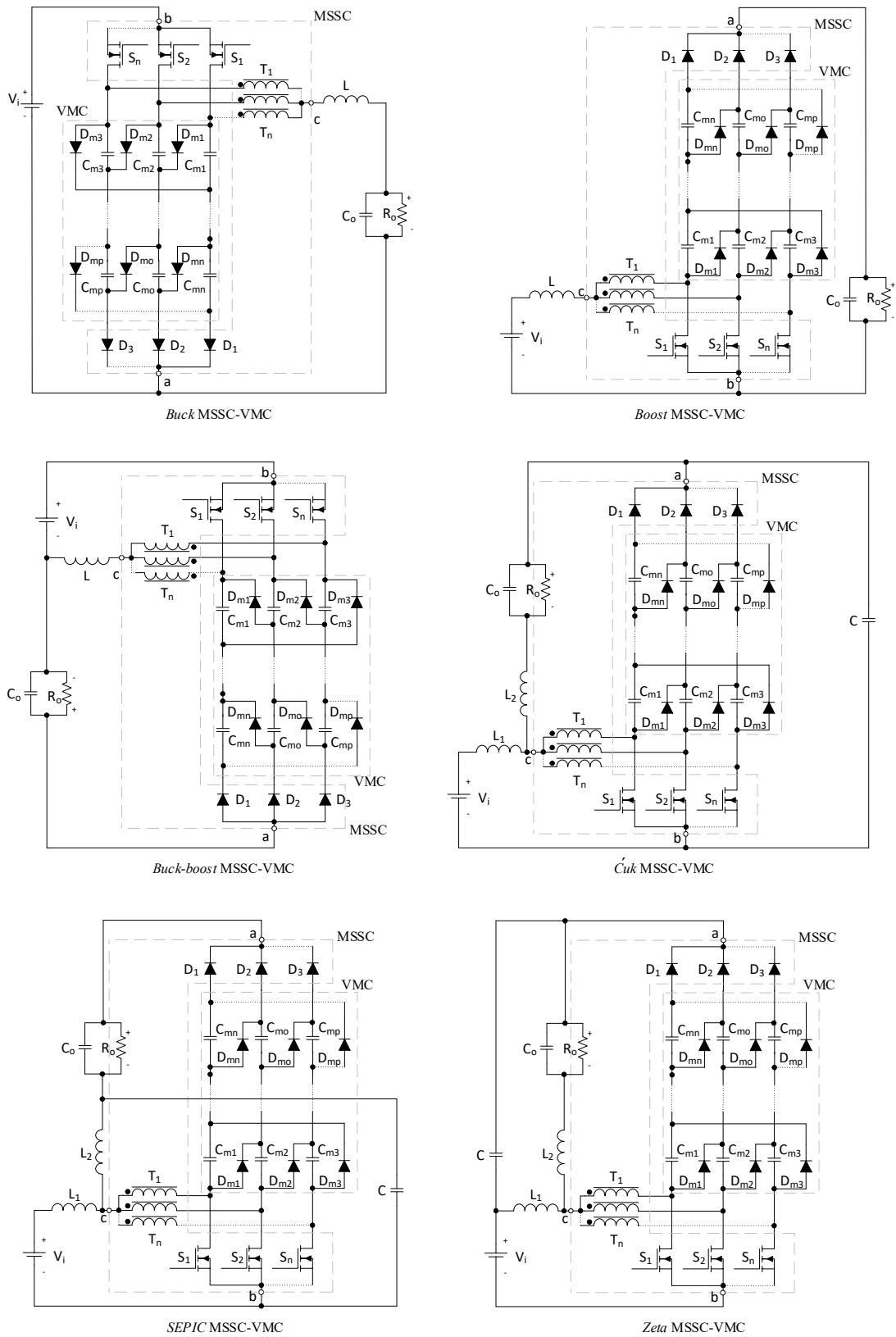


Figura 3.16: Família de conversores CC-CC de alto ganho MSSC-VMC.



Dentre as topologias da família proposta, o conversor *boost* MSSC-VMC é escolhido devido à sua grande aplicação nas diversas áreas apresentadas na Tabela 1.1. Além disso, a estrutura possui um menor número de componentes e menores esforços de tensão nos elementos semicondutores do que as outras topologias abaixadoras-elevadoras, como o conversor *buck-boost*, por exemplo.

A Figura 3.17 apresenta a relação aproximada entre o ganho de tensão e a razão cíclica para o conversor *boost* 4SSC-VMC, considerando condições ideais e reais, em que as perdas do conversor não são preteridas. A região  $R_1$  possui ganho inferior com relação às demais, pois em uma das etapas de operação todos os interruptores estão bloqueados e não há transferência de energia à carga. Na região  $R_3$ , o ganho teórico desejado não é normalmente viável para valores elevados de razão cíclica, visto que o rendimento é comprometido em função das resistências séries dos enrolamentos do autotransformador, indutor e capacitores, bem como perdas por recuperação reversa nos diodos e problemas de interferência eletromagnética [50] [51]. Verifica-se que na região  $R_2$  o conversor apresenta ganho de tensão significativo com relação à razão cíclica e as curvas para os ganhos de tensão ideal e real são aproximadas em quase toda a extensão dessa região. Portanto, considera-se que o conversor proposto opera em MCC e na região  $R_2$  nas análises das etapas de operação.

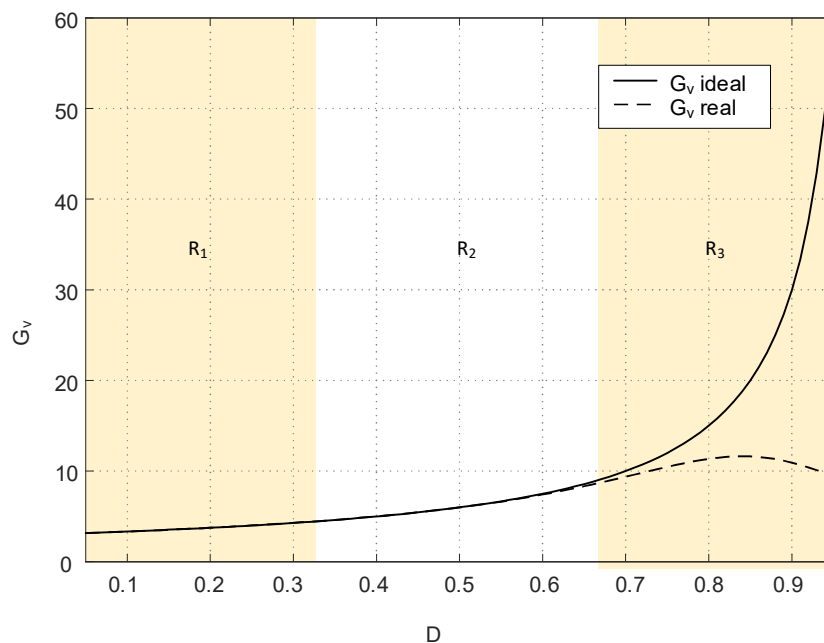


Figura 3.17: Representação da relação entre o ganho de tensão e a razão cíclica para o conversor *boost* 4SSC-VMC, considerando as regiões de operação do conversor.

Neste capítulo é apresentado o equacionamento do conversor proposto a partir da análise de suas etapas de operação, considerando a 4SSC utilizando uma e duas VMCs, bem como a comparação com outras topologias similares. Nos próximos capítulos são apresentados os resultados de simulação e obtidos experimentalmente, a partir da montagem de um protótipo experimental.

### 3.5 Conversor *boost* CC-CC 4SSC-VMC operando em MCC e $R_2$

Na sequência é realizada a análise das etapas de operação do conversor nas condições supracitadas, utilizando uma única VMC, em que são feitas as seguintes considerações:

- o sistema opera com frequência de comutação constante e se encontra em regime permanente;
- os elementos magnéticos e semicondutores são ideais;
- a corrente de entrada é dividida igualmente entre os enrolamentos do autotransformador.

Os valores médios e instantâneos das variáveis são denotados por letras maiúsculas minúsculas, respectivamente.

#### 3.5.1 Análise das etapas de operação do conversor operando em MCC e $R_2$

##### 3.5.1.1 Primeira etapa de operação $[t_0, t_1]$

Nesta etapa os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  estão conduzindo e  $S_2$  está bloqueado. Os diodos do estágio de saída  $D_1$  e  $D_3$  estão reversamente polarizados enquanto  $D_2$  está diretamente polarizado. A corrente de entrada é dividida igualmente entre os três enrolamentos do autotransformador. Na VMC,  $D_{m2}$  está diretamente polarizado,  $C_{m2}$  está sendo descarregado e  $C_{m3}$  está sendo carregado. Verifica-se que a potência é transferida diretamente da fonte para a carga, sem ser processada pelos interruptores. A Figura 3.18 apresenta a primeira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC, em que as setas em vermelho representam o sentido da corrente que flui através dos componentes do conversor e os itens esmaecidos indicam os componentes em que não é processada potência na etapa de operação.

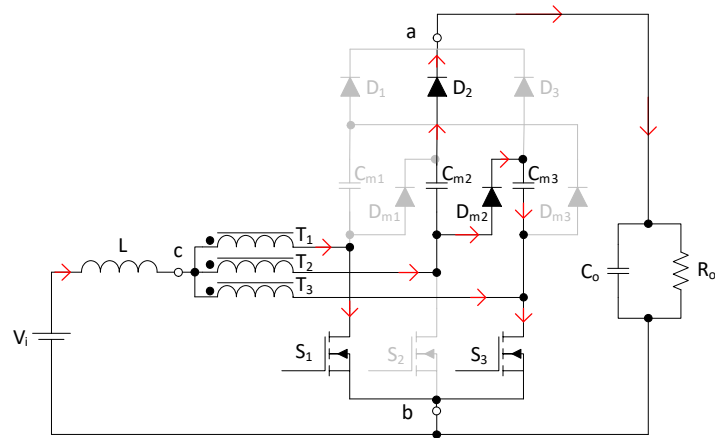


Figura 3.18: Primeira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC.

A partir da análise do circuito apresentado na Figura 3.18, obtêm-se as equações para as variáveis instantâneas do conversor na primeira etapa de operação.

$$i_L(t) = i_i(t) \quad (3.1)$$

$$i_L(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.2)$$

$$i_{S1}(t) = i_{T1}(t) \quad (3.3)$$

$$i_{T2}(t) = i_{Cm2}(t) + i_{Dm2}(t) \quad (3.4)$$

$$i_{Cm2}(t) = i_{D2}(t) = i_{vo}(t) \quad (3.5)$$

$$i_{vo}(t) = i_o(t) + i_{Co}(t) \quad (3.6)$$

$$i_{Dm2}(t) = -i_{Cm3}(t) \quad (3.7)$$

$$i_{T3}(t) = i_{S3}(t) + i_{Cm3}(t) \quad (3.8)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (3.9)$$

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (3.10)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.11)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T1}(t) \quad (3.12)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) \quad (3.13)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T2}(t) - v_{Cm3}(t) \quad (3.14)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T2}(t) + v_{Cm2}(t) + v_o(t) \quad (3.15)$$

$$v_{T1}(t) = v_{T3}(t) = v_{T2}(t) - v_{Cm3}(t) = v_{T2}(t) + v_{Cm2}(t) + v_o(t) \quad (3.16)$$

$$-v_{T2}(t) = v_{T1}(t) + v_{T3}(t) \quad (3.17)$$

$$v_{T1}(t) = v_{T3}(t) \quad (3.18)$$

$$-v_{Cm3}(t) = v_{Cm2}(t) + v_o(t) \quad (3.19)$$

$$v_{Cm1}(t) = 0 \quad (3.20)$$

$$v_{S1}(t) = v_{S3}(t) = 0 \quad (3.21)$$

$$v_{S2}(t) = v_{Cm2}(t) + v_o(t) \quad (3.22)$$

$$v_{S2}(t) = -v_{Cm3}(t) \quad (3.23)$$

$$v_o(t) = v_{D3}(t) - v_{Cm3}(t) \quad (3.24)$$

$$v_o(t) = v_{D1}(t) + v_{Dm3}(t) \quad (3.25)$$

Substituindo (3.18) em (3.17), (3.12), (3.16) e isolando a tensão de saída, tem-se:

$$v_o(t) = 3v_i(t) - 3v_L(t) - v_{Cm2}(t) \quad (3.26)$$

Para o cálculo das variáveis do conversor, nesta e nas demais etapas de operação, são feitas as seguintes considerações:

- a derivada da tensão de saída pode ser considerada como a variação da tensão de saída no intervalo de tempo considerado;

- a derivada da tensão no capacitor da VMC pode ser considerada como a variação da tensão no intervalo de tempo considerado;
- a derivada da corrente no indutor pode ser considerada como a variação da corrente no indutor neste mesmo intervalo de tempo;
- a derivada em relação ao tempo pode ser considerada como a variação de tempo no intervalo de operação.

As variáveis apresentadas consideram o intervalo correspondente à etapa de operação. Por exemplo, a corrente no capacitor de saída para a primeira etapa de operação ( $I_{C_{o(t_1-t_0)}}$ ), será representada apenas por  $I_{C_o}$ . Essa premissa é adotada no equacionamento de todas as etapas de operação. Portanto, tem-se:

$$\begin{aligned} dv_o(t) &= \Delta V_o \\ dv_{C_m}(t) &= \Delta V_{C_m} \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$di_L(t) = \Delta I_L = I_M - I_m \quad (3.28)$$

$$dt = \Delta t_{(t_1-t_0)} = \frac{(3D-1)T_s}{3} \quad (3.29)$$

Em que:  $\Delta I_L$  é a ondulação de corrente no indutor;  $I_M$  e  $I_m$  equivalem aos valores máximo e mínimo da corrente no indutor;  $\Delta V_o$  e  $\Delta V_{C_m}$  são, respectivamente, a variação da tensão de saída e no capacitor da VMC; e  $\Delta t_{(t_1-t_0)}$  corresponde ao intervalo de tempo na primeira etapa de operação.

Considerando (3.27) e (3.29) em (3.9), obtém-se a corrente no capacitor de saída:

$$I_{C_o} = C_o \frac{\Delta V_o}{\left( \frac{(3D-1)T_s}{3} \right)} = 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{3D-1} \quad (3.30)$$

Considerando (3.30) e (3.10) em (3.6), determina-se a corrente total de saída:

$$I_{vo} = I_o + I_{C_o} = \frac{V_o}{R_o} + 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{3D-1} \quad (3.31)$$

Os capacitores da VMC são iguais e, idealmente, as tensões nos componentes são iguais. Portanto, a equação (3.19) torna-se:

$$V_{Cm2} = V_{Cm3} = \frac{V_o}{2} \quad (3.32)$$

A tensão em  $S_2$  é obtida substituindo (3.32) em (3.23):

$$V_{S2} = \frac{V_o}{2} \quad (3.33)$$

Substituindo (3.32) em (3.16), tem-se:

$$\begin{cases} V_i - V_L = V_{T2} + V_{Cm2} + V_o \\ V_i - V_L = V_{T2} - V_{Cm3} \\ V_i - V_L = V_{T1} = V_{T3} = -\frac{V_{T2}}{2} \end{cases} \quad (3.34)$$

Resolvendo (3.34), obtém-se:

$$\begin{aligned} V_{T2} + V_{Cm2} + V_o &= -\frac{V_{T2}}{2} \\ \frac{3}{2}V_{T2} &= -V_o - V_{Cm2} = -V_o + \frac{V_o}{2} \\ V_{T2} &= -\frac{V_o}{3} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Simplifica-se então (3.35), obtendo-se:

$$V_{T1} = V_{T3} = -\frac{V_{T2}}{2} = \frac{V_o}{6} \quad (3.36)$$

Substituindo (3.36) em (3.34), tem-se:

$$\begin{aligned} V_i - V_L &= V_{T2} + V_{Cm2} + V_o \rightarrow V_L = V_i - V_{T2} - V_{Cm2} - V_o \\ \rightarrow V_L &= V_i + \frac{V_o}{3} + \frac{V_o}{2} - V_o \rightarrow V_L = V_i - \frac{V_o}{6} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Considera-se que as indutâncias dos enrolamentos do autotransformador suficientemente grandes e, portanto, há um compartilhamento equilibrado da corrente entre estes. Obtém-se então:

$$I_L = 3I_{T1} = 3I_{T2} = 3I_{T3} \quad (3.38)$$

Substituindo (3.38) em (3.3), encontra-se a corrente no interruptor:

$$I_{S1} = \frac{I_L}{3} \quad (3.39)$$

### 3.5.1.2 Segunda etapa $[t_1, t_2]$

Nesta etapa,  $S_1$  mantém-se em condução,  $S_3$  é bloqueado e  $S_2$  mantém-se bloqueado.  $D_{m3}$  está diretamente polarizado,  $C_{m1}$  está carregando e  $C_{m2}$  é descarregado durante este intervalo de tempo. Assim como na primeira etapa, a potência é transferida diretamente da fonte para a carga, sem ser processada pelos interruptores.

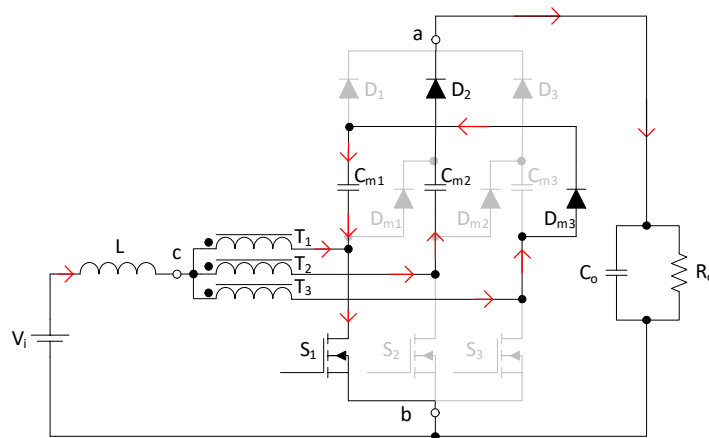


Figura 3.19: Segunda etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC.

O equacionamento para a obtenção dos valores instantâneos do conversor é realizado a partir da análise do circuito apresentado na Figura 3.19.

$$i_i(t) = i_L(t) \quad (3.40)$$

$$i_L(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.41)$$

$$i_{S1}(t) = i_{T1}(t) - i_{Cm1}(t) \quad (3.42)$$

$$i_{T2}(t) = i_{Cm2}(t) = i_{vo}(t) \quad (3.43)$$

$$i_{T3}(t) = i_{Dm3}(t) \quad (3.44)$$

$$i_{S1}(t) = i_{T1}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.45)$$

$$i_{S1}(t) = i_L(t) - i_{vo}(t) = i_i(t) - i_{vo}(t) \quad (3.46)$$

$$i_{S2}(t) = i_{S3}(t) = 0 \quad (3.47)$$

$$i_{Dm3}(t) = -i_{Cm1}(t) \quad (3.48)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (3.49)$$

$$i_o(t) = \frac{v_o}{R_o} \quad (3.50)$$

$$i_{vo}(t) = i_o(t) + i_{Co}(t) \quad (3.51)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.52)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T1}(t) \quad (3.53)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T2}(t) + v_{S2}(t) \quad (3.54)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) + v_{S3}(t) \quad (3.55)$$

$$v_{T1}(t) + v_{T2}(t) + v_{T3}(t) = 0 \quad (3.56)$$

$$v_{S2}(t) = v_{Cm2}(t) + v_o(t) \quad (3.57)$$

$$-v_{Cm1}(t) = v_{Cm3}(t) + v_o(t) \quad (3.58)$$

$$v_{S3}(t) = -v_{Cm1}(t) \quad (3.59)$$

$$v_i(t) - v_L(t) = v_{T3}(t) - v_{D3}(t) + v_o(t) \quad (3.60)$$

Substituindo (3.59) em (3.55), tem-se:



$$v_{T3}(t) = v_i(t) - v_L(t) + v_{Cm1}(t) \quad (3.61)$$

Substituindo (3.53), (3.63) e (3.61) em (3.56) e resolvendo, tem-se:

$$v_o(t) = 3v_i(t) - 3v_L(t) + v_{Cm1}(t) - v_{Cm2}(t) \quad (3.62)$$

Substituindo (3.57) em (3.54), tem-se:

$$v_{T2}(t) = v_i(t) - v_L(t) - v_{Cm2}(t) - v_o(t) \quad (3.63)$$

Para o cálculo das variáveis do sistema, considera-se as derivadas como a variação da tensão, tempo e corrente no intervalo temporal correspondente à segunda etapa. Portanto:

$$dv_o(t) = \Delta V_o \quad (3.64)$$

$$di_L(t) = \Delta I_L = I_M - I_m \quad (3.65)$$

$$dt = \Delta t_{(t_2-t_1)} = \frac{(2-3D)T_s}{3} \quad (3.66)$$

Substituindo (3.52), (3.65) e (3.66) em (3.62), tem-se:

$$V_o = 3V_i - 9 \frac{L\Delta I_L}{(2-3D)T_s} + V_{Cm1} - V_{Cm2} \quad (3.67)$$

Substituindo (3.64) e (3.66) em (3.49), obtém-se:

$$I_{Co} = C_o \frac{\Delta V_o}{\Delta t_{(t_1-t_2)}} = 3C_o \frac{\Delta V_o}{(2-3D)T_s} \quad (3.68)$$

A corrente no indutor é compartilhada igualmente entre os enrolamentos do autotransformador. Portanto:

$$I_L = 3I_{T1} = 3I_{T2} = 3I_{T3} \quad (3.69)$$

Os capacitores das VMCs são iguais, portanto:

$$V_{Cm1} = V_{Cm2} = V_{Cm3} \quad (3.70)$$

Substituindo (3.70) em (3.58), obtém-se:

$$V_{Cm1} = V_{Cm2} = V_{Cm3} = -\frac{V_o}{2} \quad (3.71)$$

Por meio da análise de malhas e considerando (3.71), verifica-se que:

$$V_{S2} = V_{Cm2} + V_o = -\frac{V_o}{2} + V_o = \frac{V_o}{2} \quad (3.72)$$

$$V_{S3} = -V_{Cm1} = \frac{V_o}{2} \quad (3.73)$$

A partir das equações (3.53), (3.54) e (3.55), obtém-se:

$$\begin{cases} V_{T1} = V_i - V_L \\ V_{T2} = V_i - V_L - V_{Cm2} - V_o \\ V_{T3} = V_i - V_L + V_{Cm1} \end{cases} \quad (3.74)$$

Substituindo (3.74) e (3.71) em (3.56), verifica-se que:

$$(V_i - V_L) + (V_i - V_L - V_{Cm2} - V_o) + (V_i - V_L + V_{Cm1}) = 0 \quad (3.75)$$

Resolvendo (3.75), obtém-se:

$$V_L = V_i - \frac{V_o}{3} \quad (3.76)$$

A tensão nos enrolamentos do autotransformador são obtidas considerando (3.71), (3.76) em (3.74).

$$\begin{cases} V_{T1} = \frac{V_o}{3} \\ V_{T2} = -\frac{V_o}{6} \\ V_{T3} = -\frac{V_o}{6} \end{cases} \quad (3.77)$$

### 3.5.1.3 Terceira etapa [ $t_2, t_3$ ]

A terceira etapa de operação é similar à primeira.  $S_1$  mantém-se em condução,  $S_2$  passa a conduzir e  $S_3$  mantém-se bloqueado. Na VMC,  $D_{m3}$  está diretamente polarizado,  $C_{m1}$  é continua carregando e  $C_{m3}$  começa a descarregar. Portanto, nesta etapa,  $C_{m3}$ ,  $C_{m1}$  e  $D_{m3}$ , possuem

comportamento semelhante à  $C_{m2}$ ,  $C_{m3}$  e  $D_{m2}$ , respectivamente, na primeira etapa de operação. Assim como na primeira e segunda etapas, a potência é transferida diretamente da fonte para a carga, sem ser processada pelos interruptores.

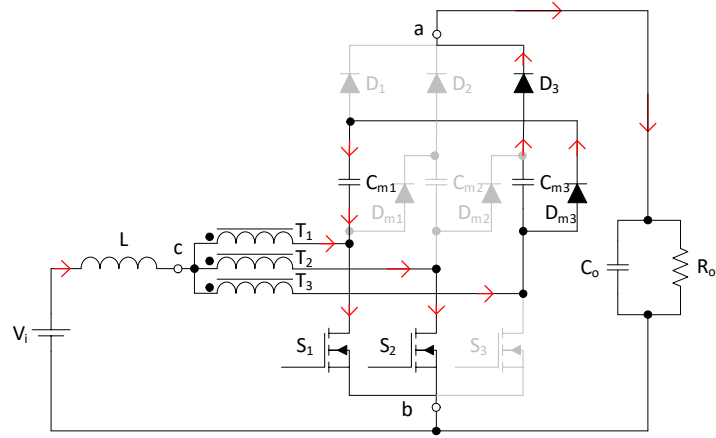


Figura 3.20: Terceira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC.

A análise do circuito apresentado na Figura 3.20 possibilita a obtenção das equações para as variáveis instantâneas do sistema na terceira etapa de operação.

$$i_i(t) = i_L(t) \quad (3.78)$$

$$i_L(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.79)$$

$$i_{T1}(t) = i_{S1}(t) + i_{Cm1}(t) \quad (3.80)$$

$$i_{T2}(t) = i_{S2}(t) \quad (3.81)$$

$$i_{T3}(t) = i_{Dm3}(t) + i_{Cm3}(t) \quad (3.82)$$

$$i_{Dm3}(t) = -i_{Cm1}(t) \quad (3.83)$$

$$i_{Cm3}(t) = i_{D3}(t) = i_{vo}(t) \quad (3.84)$$

$$i_{vo}(t) = i_{Cm3}(t) = i_o(t) + i_{Co}(t) \quad (3.85)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o}{dt} \quad (3.86)$$

$$i_{C_{m1,2,3}}(t) = C_{m1,2,3} \frac{dv_{C_{m1,2,3}}}{dt} \quad (3.87)$$

$$v_{S1}(t) = v_{S2}(t) = 0 \quad (3.88)$$

$$v_{S3}(t) = v_{C_{m3}}(t) + v_o(t) \quad (3.89)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.90)$$

$$v_L(t) = v_i(t) - v_{T1}(t) \quad (3.91)$$

$$v_{T1}(t) = v_{T2}(t) \quad (3.92)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) + v_{C_{m3}}(t) + v_o(t) \quad (3.93)$$

Para o cálculo das variáveis na terceira etapa de operação, as mesmas considerações da primeira etapa podem ser feitas, porém para o intervalo  $[t_2, t_3]$ . Portanto:

$$dv_o(t) = \Delta V_o \quad (3.94)$$

$$di_L(t) = \Delta I_L = I_M - I_m \quad (3.95)$$

$$dt = \Delta t_{(t_2-t_3)} = \Delta t_{(t_0-t_1)} = \frac{(3D-1)T_s}{3} \quad (3.96)$$

Substituindo (3.94) e (3.96) em (3.86), obtém-se:

$$I_{Co} = C_o \frac{\Delta V_o}{\left( \frac{(3D-1)T_s}{3} \right)} = 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{3D-1} \quad (3.97)$$

A corrente total de saída na terceira etapa de operação é igual àquela calculada na primeira etapa:

$$I_{vo} = I_o + I_{Co} = \frac{V_o}{R_o} + 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{3D-1} \quad (3.98)$$

A tensão em  $T_3$  e  $S_3$  são equivalentes à tensão de saída conforme (3.99) e (3.100), respectivamente:

$$V_{T3} = -\frac{V_o}{3} \quad (3.99)$$

$$V_{S3} = \frac{V_o}{2} \quad (3.100)$$

Portanto, substituindo (3.100) em (3.89), obtém-se:

$$V_{Cm3} = \frac{V_o}{2} - V_o = -\frac{V_o}{2} \quad (3.101)$$

Substituindo (3.99) e (3.101) em (3.93), tem-se:

$$V_o = 6(V_i - V_L) \quad (3.102)$$

Substituindo (3.102) e (3.92) em (3.91) e (3.99), obtém-se:

$$\begin{cases} V_{T1} = V_i - V_L = \frac{V_o}{6} \\ V_{T2} = V_{T1} = \frac{V_o}{6} \\ V_{T3} = -\frac{V_o}{3} \end{cases} \quad (3.103)$$

A tensão no indutor é obtida rearranjando a equação (3.102):

$$V_L = V_i - \frac{V_o}{6} \quad (3.104)$$

Considerando novamente a indutância dos enrolamentos do autotransformador suficientemente grande, obtém-se:

$$I_L = 3I_{T1} = 3I_{T2} = 3I_{T3} \quad (3.105)$$

A corrente em  $S_2$  pode ser obtida substituindo (3.105) em (3.81):

$$I_{S2} = \frac{I_L}{3} \quad (3.106)$$

### 3.5.1.4 Quarta etapa $[t_3, t_4]$

Nesta etapa,  $S_1$  é bloqueado,  $S_2$  continua conduzindo e  $S_3$  mantém-se bloqueado. O comportamento do conversor nesta etapa de operação é semelhante ao comportamento na segunda etapa.  $D_{m1}$  está diretamente polarizado,  $C_{m3}$  é carregado e  $C_{m2}$  descarregado. Portanto, nesta etapa,  $C_{m3}$ ,  $C_{m2}$  e  $D_{m1}$  possuem comportamento semelhante à  $C_{m2}$ ,  $C_{m1}$  e  $D_{m3}$ , respectivamente, na segunda etapa de operação.

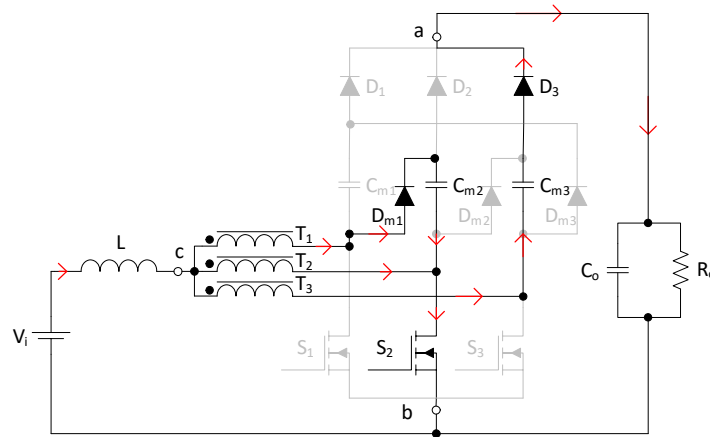


Figura 3.21: Quarta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC.

### 3.5.1.5 Quinta etapa $[t_4, t_5]$

Esta etapa de operação é semelhante à primeira etapa.  $S_1$  mantém-se bloqueado,  $S_2$  continua conduzindo e  $S_3$  passa a conduzir.  $D_{m1}$  está diretamente polarizado,  $C_{m1}$  passa a descarregar e  $C_{m2}$  começa a ser carregado. Portanto, nesta etapa,  $C_{m1}$ ,  $C_{m2}$  e  $D_{m1}$  possuem comportamento semelhante à  $C_{m2}$ ,  $C_{m3}$  e  $D_{m2}$ , respectivamente, na primeira etapa de operação.

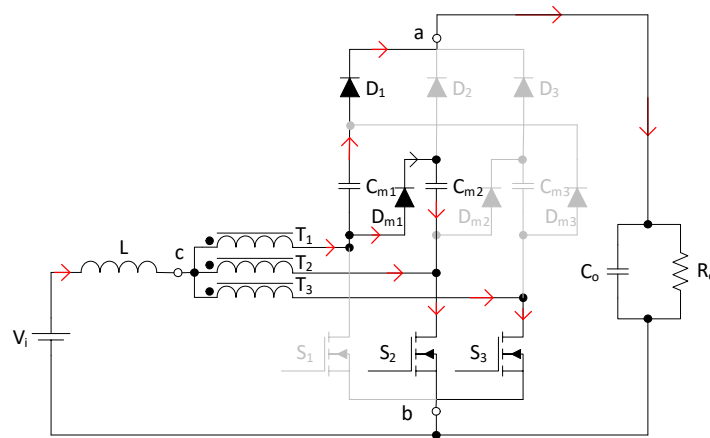


Figura 3.22: Quinta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC.

### 3.5.1.6 Sexta etapa [ $t_5, t_6$ ]

Esta etapa de operação é semelhante à segunda etapa.  $S_1$  mantém-se bloqueado,  $S_2$  é bloqueado e  $S_3$  mantém-se em condução.  $D_{m2}$  está diretamente polarizado,  $C_{m1}$  é carregado e  $C_{m3}$  é descarregado. Portanto, nesta etapa,  $C_{m1}$ ,  $C_{m3}$  e  $D_{m2}$  possuem comportamento semelhante à  $C_{m2}$ ,  $C_{m1}$  e  $D_{m3}$ , respectivamente, na segunda etapa de operação.

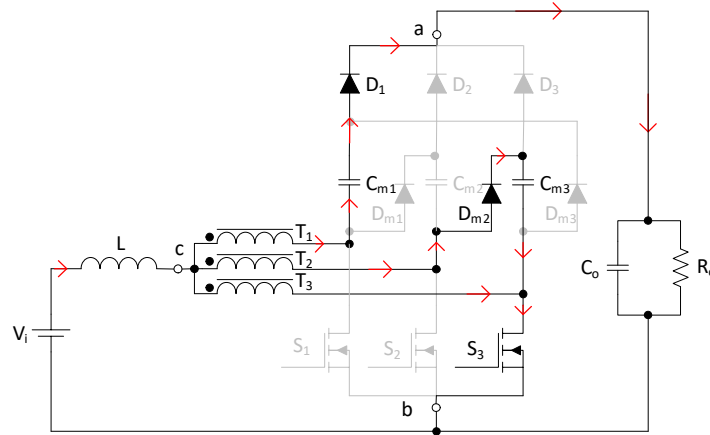


Figura 3.23: Sexta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC.

## 3.5.2 Considerações a respeito da análise das etapas de operação do conversor

A partir da inspeção do circuito em cada etapa de operação do conversor 4SSC-VMC, operando em MCC e na região  $R_2$ , foi possível verificar seu comportamento e realizar o equacionamento para obtenção das variáveis de tensão e corrente em seus componentes. Em todas as etapas de operação verifica-se que a potência é transferida diretamente da fonte para a carga, sem ser processada pelos interruptores, contribuindo para uma melhor eficiência do conversor. Adicionalmente, os interruptores, fonte de entrada e carga estão conectados a uma mesma referência, portanto, não é necessário prever a isolamento do sistema de acionamento.

A corrente de entrada é dividida igualmente entre os enrolamentos do autotransformador em todas as etapas, e a frequência de operação nos componentes magnéticos é igual a três vezes a frequência de operação do conversor, implicando na redução desses componentes e contribuindo para uma melhor densidade de potência. O maior número de componentes, operando intercaladamente, e o compartilhamento equilibrado da corrente entre os ramos de saída, contribuem para uma boa distribuição do calor gerado e, conseqüentemente, para a melhoria da eficiência do conversor.

As principais formas de ondas teóricas do conversor proposto são apresentadas na Figura 3.24.

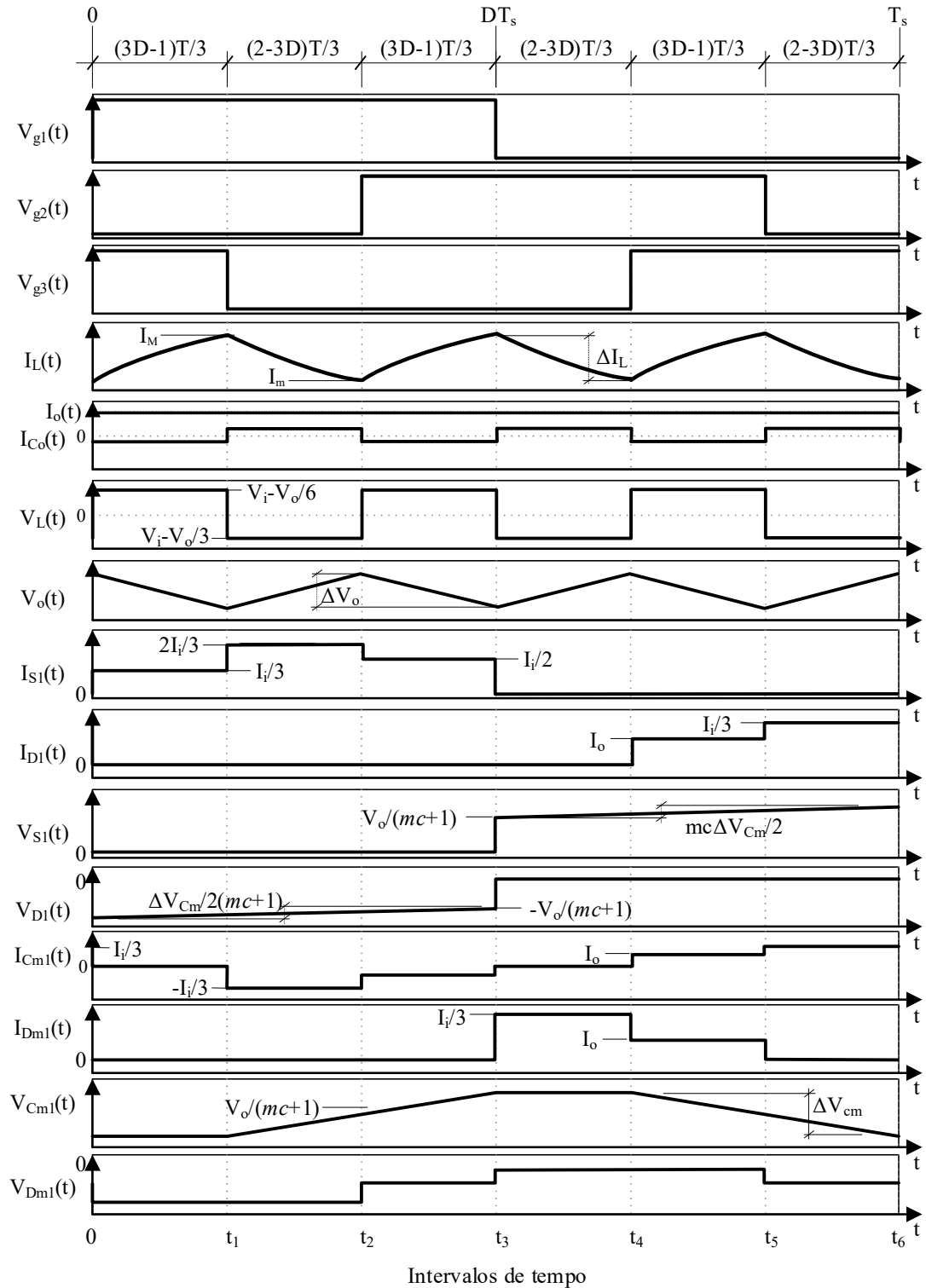


Figura 3.24: Principais formas de ondas do conversor *boost* 4SSC-VMC.



A partir da análise das etapas de operação do conversor para o conversor *boost* 4SSC-VMC, verifica-se que:

- nas etapas ímpares, há sempre dois interruptores conduzindo e um bloqueado; enquanto nas etapas pares há apenas um interruptor conduzindo e dois bloqueados;
- os diodos do conversor permanecem diretamente polarizados por duas etapas de operação consecutivas e reversamente polarizados durante todo o restante do período de comutação.
- nas VMCs, em cada etapa de operação, haverá sempre um capacitor com corrente nula, um capacitor sendo carregado, um capacitor sendo descarregado, um diodo diretamente polarizado e dois diodos reversamente polarizados.

A Tabela 3.3 apresenta as condições dos elementos semicondutores quando o conversor *boost* 4SSC-VMC opera em MCC e  $R_2$ , em que: ON significa interruptor ligado (conduzindo) ou diodo diretamente polarizado e; OFF significa interruptor desligado (bloqueado) ou diodo reversamente polarizado.

Tabela 3.3: Estados de comutação dos semicondutores do conversor *boost* 4SSC-VMC em função da etapa de operação.

<b>Etapa de operação →</b>	<b>Primeira</b>	<b>Segunda</b>	<b>Terceira</b>	<b>Quarta</b>	<b>Quinta</b>	<b>Sexta</b>
<b>Componente ↓</b>	<b><math>[t_0, t_1]</math></b>	<b><math>[t_1, t_2]</math></b>	<b><math>[t_2, t_3]</math></b>	<b><math>[t_3, t_4]</math></b>	<b><math>[t_4, t_5]</math></b>	<b><math>[t_5, t_6]</math></b>
$S_1$	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
$S_2$	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
$S_3$	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
$D_1$	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
$D_2$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
$D_3$	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF

### 3.6 Conversor *boost* CC-CC 4SSC-2VMC operando em MCC e $R_2$

Neste item, é realizada a análise das etapas de operação do conversor proposto utilizando duas VMCs. As mesmas condições consideradas na análise para o conversor utilizando uma única VMC são válidas.

### 3.6.1 Análise das etapas de operação do conversor *boost* CC-CC 4SSC-2VMC operando em MCC e $R_2$

Conforme apresentado no item 3.5, o conversor apresenta seis etapas quando utiliza apenas uma VMC, porém, ao utilizar duas células, o conversor passa a apresentar doze etapas de operação, em que as etapas ímpares se dividem em três, conforme apresentado na Figura 3.25.

Os componentes da VMC trabalham em um processo de carregamento e descarregamento dos capacitores, por meio de seus diodos. Estes não se descarregam completamente; o tempo de carga e descarga é em função de suas capacitâncias e interação da malha. O número de VMCs impacta na forma de onda da tensão de saída.

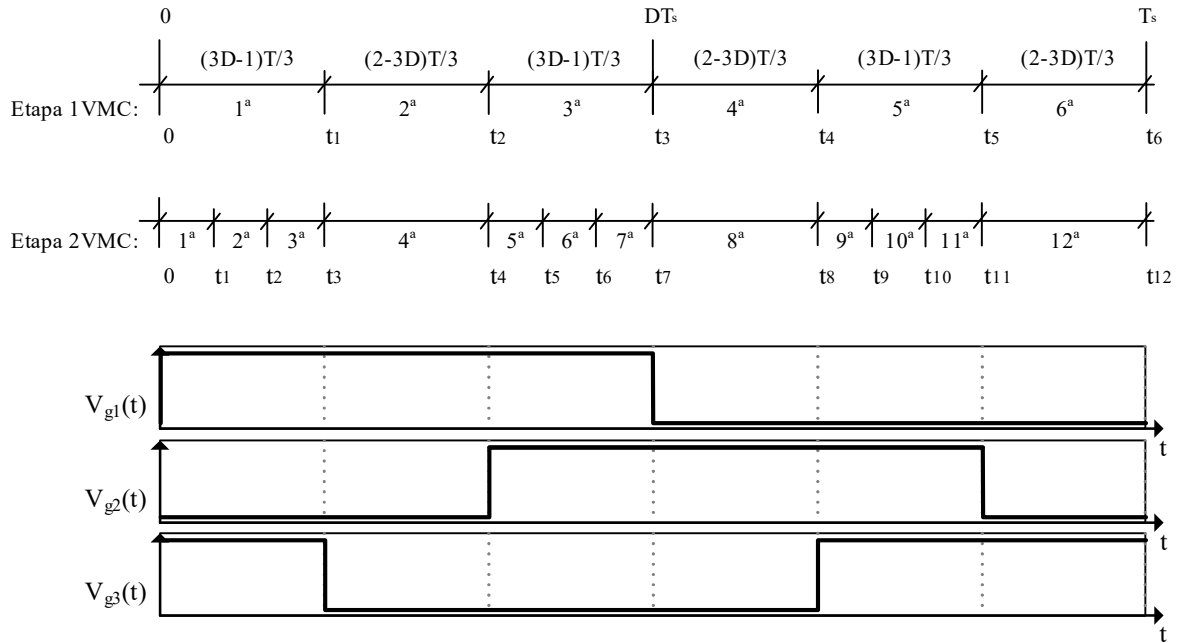


Figura 3.25: Relação entre as etapas de operação para o conversor *boost* 4SSC utilizando 1 VMC e 2 VMCs.

#### 3.6.1.1 Primeira etapa de operação $[t_0, t_1]$

Nesta etapa,  $S_1$  é ligado,  $S_3$  continua conduzindo e  $S_2$  permanece bloqueado. O diodo  $D_1$  – único diodo diretamente polarizado na etapa anterior, é polarizado reversamente e então todos os diodos do estágio de saída ( $D_1, D_2$  e  $D_3$ ) estão reversamente polarizados. A carga é alimentada pela energia armazenada anteriormente em  $C_o$  e conseqüentemente a tensão no capacitor decresce linearmente; no início apresenta seu valor máximo e no final atinge o valor mínimo de tensão. A corrente de entrada é compartilhada igualmente pelos três enrolamentos do autotransformador

trifásico e a corrente no segundo enrolamento, correspondente à um terço da corrente de entrada, percorre  $D_{m5}$ ,  $C_{m2}$ ,  $C_{m6}$  e  $C_{m3}$ . O diodo  $D_{m5}$ , que foi polarizado diretamente na etapa anterior, continua nesse estado. Os capacitores  $C_{m6}$  e  $C_{m3}$ , que começaram a se carregar na etapa anterior, continuam carregando, e  $C_{m2}$ , que passou a descarregar na etapa anterior, continua descarregando. Os capacitores  $C_{m1}$ ,  $C_{m4}$  e  $C_{m5}$  não se carregam ou descarregam, portanto, a tensão nesses capacitores se mantém constante. A Figura 3.26 apresenta a primeira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC, em que as setas em vermelho representam o sentido da corrente que flui através dos componentes do conversor e os itens esmaecidos indicam os componentes em que não é processada potência na etapa de operação.

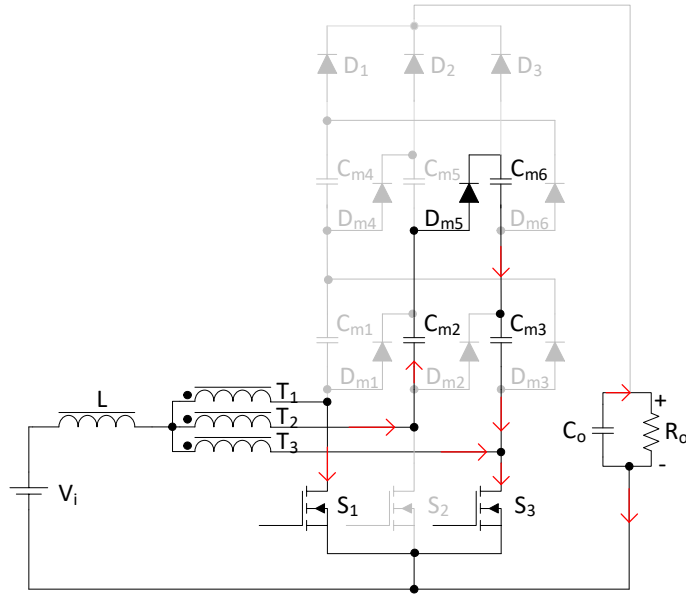


Figura 3.26: Primeira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

A partir da inspeção do circuito apresentado na Figura 3.26 obtém-se as equações para as variáveis instantâneas do conversor na primeira etapa de operação.

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (3.107)$$

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (3.108)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.109)$$

$$i_L(t) = i_i(t) \quad (3.110)$$

$$i_L(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.111)$$

$$i_{T1}(t) = i_{T2}(t) = i_{T3}(t) = i_{S1}(t) = i_{Dm5}(t) = i_{Cm2}(t) = -i_{Cm3}(t) = -i_{Cm6}(t) = \frac{i_L(t)}{3} \quad (3.112)$$

$$i_{S3}(t) = i_{T2}(t) + i_{T3}(t) = \frac{2}{3} i_L(t) \quad (3.113)$$

$$\begin{aligned} i_{D1}(t) &= i_{D2}(t) = i_{D3}(t) = i_{Cm1}(t) = i_{Cm4}(t) = i_{Cm5}(t) = \\ &= i_{Dm1}(t) = i_{Dm2}(t) = i_{Dm3}(t) = i_{Dm4}(t) = i_{Dm6}(t) = i_{S2}(t) = i_{vo}(t) = 0 \end{aligned} \quad (3.114)$$

$$i_o(t) = -i_{Co}(t) \quad (3.115)$$

$$\begin{aligned} v_i(t) &= v_L(t) + v_{T1}(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) = \\ &= v_L(t) + v_{T2}(t) - v_{Cm2}(t) + v_{Cm6}(t) + v_{Cm3}(t) = \\ &= v_L(t) + v_{T2}(t) + v_{S2}(t) \end{aligned} \quad (3.116)$$

$$v_{S1}(t) = v_{S3}(t) = v_{Dm5}(t) = 0 \quad (3.117)$$

$$v_{T1}(t) = v_{T3}(t) = v_{T2}(t) - v_{Cm2}(t) + v_{Cm6}(t) + v_{Cm3}(t) \quad (3.118)$$

$$v_o(t) = v_{Co}(t) \quad (3.119)$$

Para o cálculo das variáveis do conversor utilizando duas VMCs, nesta e nas demais etapas de operação, as mesmas considerações para o conversor utilizando uma VMC são válidas, bem como as equações (3.27) e (3.28). Portanto:

$$dt = \Delta t_{(t_1 - t_0)} \quad (3.120)$$

$$I_{Co} = C_o \frac{\Delta V_o}{\Delta t_{(t_1 - t_0)}} \rightarrow \Delta t_{(t_1 - t_0)} = C_o \frac{\Delta V_o}{I_{Co}} \quad (3.121)$$

$$-I_{Co} = I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.122)$$

Substitui-se (3.122) em (3.121) e obtém-se o intervalo de tempo para a primeira etapa de operação:

$$\Delta t_{(t_1-t_0)} = \frac{C_o R_o |\Delta V_o|}{V_o} \quad (3.123)$$

Verifica-se por meio da equação (3.123) que o intervalo de tempo da primeira etapa de operação é definido em função do capacitor de saída e não depende da razão cíclica.

A corrente total de saída é nula, pois nesse intervalo todos os diodos de saída estão bloqueados.

$$I_{vo} = 0 \quad (3.124)$$

Em função da carga estar sendo alimentada apenas pela energia armazenada no capacitor, a tensão de saída diminui. No início do período, a tensão de saída é máxima e no final atinge seu valor mínimo. Portanto, a tensão média neste intervalo será:

$$V_o = \frac{V_{o(\max)} - V_{o(\min)}}{2} \quad (3.125)$$

Não há corrente circulando em  $C_{m1}$ ,  $C_{m4}$  e  $C_{m5}$ , portanto estes capacitores não se carregam ou descarregam, mantendo sua tensão constante:

$$\begin{aligned} V_{cm1} + V_{cm4} &= V_o - |V_{d1}| \\ \rightarrow V_{cm1} = V_{cm4} &= \frac{V_o - |V_{d1}|}{2} \end{aligned} \quad (3.126)$$

$$V_{cm5} = V_o - V_{D2} - V_{cm1} \quad (3.127)$$

Durante esta etapa  $C_{m3}$  e  $C_{m6}$  se carregam. Quando a soma das tensões de  $C_{m5}$  (que está totalmente carregado),  $C_{m6}$  e  $C_{m3}$  se iguala a  $V_{o(\min)}$ ,  $D_2$  é diretamente polarizado e se inicia a segunda etapa de operação  $[t_1, t_2]$ .  $C_{m5}$  está totalmente carregado e sua tensão pode ser considerada como igual à um terço da tensão máxima de saída:

$$v_{C_{m5}}(t_1) = \frac{V_{o(\max)}}{3} = \frac{1}{3} \left( V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \right) \approx \frac{1}{3} V_o + \Delta V_{cm} \quad (3.128)$$

A tensão em  $C_{m4}$  é mínima, portanto:

$$v_{C_{m4}}(t_1) = \frac{V_{o(\min)}}{3} - \Delta V_{Cm} = \frac{1}{3} \left( V_o - \frac{\Delta V_o}{2} \right) - \Delta V_{Cm} \approx \frac{1}{3} V_o - \Delta V_{Cm} \quad (3.129)$$

Os valores de tensão máximo e mínimo de  $C_{m5}$  e  $C_{m4}$  calculados acima podem ser considerados para os demais capacitores da VMC.

O diodo  $D_{m5}$  está diretamente polarizado e pode-se considerar que a tensão sobre este diodo é nula. Distintamente,  $D_{m4}$  está reversamente polarizado e é submetido ao seu maior diferencial de tensão.

$$V_{D_{m5}} = 0 \quad (3.130)$$

$$V_{D_{m4}} = -V_{C_{m6}} - V_{C_{m3}} = -\frac{2}{3} V_o \quad (3.131)$$

Os valores de tensão máximo e mínimo de  $D_{m4}$  e  $D_{m5}$  calculados acima podem ser considerados para os demais diodos da VMC.

### 3.6.1.2 Segunda etapa $[t_1, t_2]$

Nesta etapa, a condição dos interruptores se mantém ( $S_1$  e  $S_3$  conduzindo e  $S_2$  bloqueado), porém  $D_2$  passa a ser polarizado diretamente enquanto  $D_1$  e  $D_3$  mantêm-se reversamente polarizados. O capacitor  $C_o$  passa a ser carregado e conseqüentemente a tensão de saída cresce linearmente. A corrente de entrada é compartilhada igualmente pelos três enrolamentos do autotransformador e a corrente no segundo enrolamento, correspondente à um terço da corrente de entrada, percorre  $C_{m2}$  e se divide em dois ramos: o primeiro formado por  $D_{m5}$ ,  $C_{m6}$  e  $C_{m3}$  e o segundo por  $C_{m5}$ ,  $D_2$  e a carga. Os capacitores  $C_{m2}$  e  $C_{m5}$  estão se descarregando, enquanto  $C_{m6}$  e  $C_{m3}$  continuam sendo carregados.

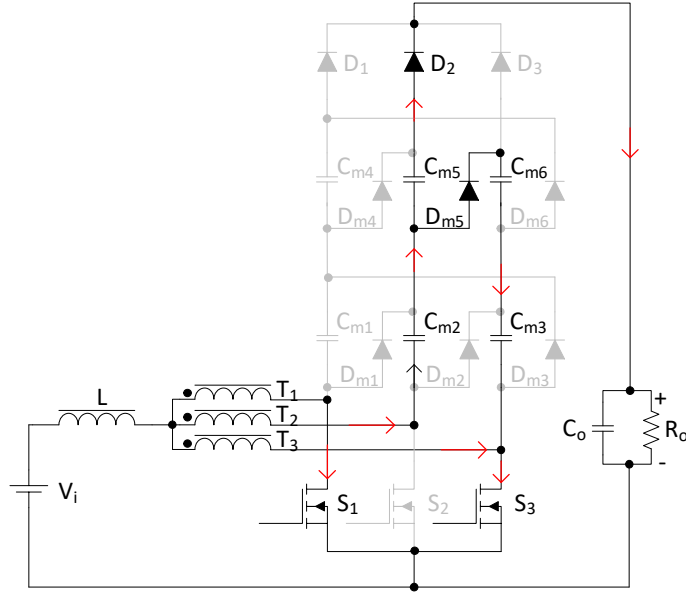


Figura 3.27: Segunda etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito apresentado na Figura 3.27, obtém-se as equações para as variáveis instantâneas do conversor na segunda etapa de operação.

$$i_L(t) = i_i(t) \quad (3.132)$$

$$i_L(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.133)$$

$$\begin{aligned} i_{T1}(t) &= i_{T2}(t) = i_{T3}(t) = i_{S1}(t) = \\ &= i_{Cm2}(t) = i_{Cm5}(t) + i_{Dm5}(t) = \frac{i_L(t)}{3} \end{aligned} \quad (3.134)$$

$$i_{Cm5}(t) = i_{v_o}(t) \quad (3.135)$$

$$i_{Dm5}(t) = -i_{Cm3}(t) = -i_{Cm6}(t) \quad (3.136)$$

$$i_{S3}(t) = i_{T2}(t) + i_{T3}(t) - i_{v_o}(t) = \frac{2}{3}i_L(t) - i_{v_o}(t) \quad (3.137)$$

$$\begin{aligned} i_{D1}(t) &= i_{D3}(t) = i_{Cm1}(t) = i_{Cm4}(t) = i_{Dm1}(t) = \\ &= i_{Dm2}(t) = i_{Dm3}(t) = i_{Dm4}(t) = i_{Dm6}(t) = i_{S2}(t) = 0 \end{aligned} \quad (3.138)$$

$$i_o(t) = i_{v_o}(t) - i_{C_o}(t) \quad (3.139)$$

$$\begin{aligned}
v_i(t) &= v_L(t) + v_{T1}(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) = \\
&= v_L(t) + v_{T2}(t) - v_{Cm2}(t) + v_{Cm6}(t) + v_{Cm3}(t) = \\
&= v_L(t) + v_{T2}(t) + v_{S2}(t)
\end{aligned} \tag{3.140}$$

$$v_{S1}(t) = v_{S3}(t) = v_{Dm5}(t) = v_{D2}(t) = 0 \tag{3.141}$$

$$v_{T1}(t) = v_{T3}(t) = v_{T2}(t) - v_{Cm2}(t) + v_{Cm6}(t) + v_{Cm3}(t) \tag{3.142}$$

$$v_{S2}(t) = -v_{Cm2}(t) - v_{Cm5}(t) + v_o(t) \tag{3.143}$$

$$v_{Cm6}(t) + v_{Cm3}(t) = v_o(t) - v_{Cm5}(t) \tag{3.144}$$

O intervalo de tempo da segunda etapa de operação pode ser obtido considerando como linear a relação entre a variação de tensão de saída e o tempo, a partir da capacitância equivalente vista pela carga neste intervalo:

$$C_{eq[t_1, t_2]} = \left( \frac{C_{m2} C_{m5}}{C_{m2} + C_{m5}} \right) + C_o = \frac{Cm}{2} + C_o \tag{3.145}$$

Nesta etapa, a tensão varia entre seu valor mínimo e nominal:

$$|\Delta V_{o[t_1, t_2]}| = V_o - V_{o(\min)} = \frac{\Delta V_o}{2} \tag{3.146}$$

O intervalo de tempo da segunda etapa de operação do conversor pode ser obtido conforme (3.147):

$$\Delta t_{(t_2-t_1)} = \frac{C_{eq[t_1, t_2]} R_o |\Delta V_{o[t_1, t_2]}|}{V_o} = \frac{\left( \frac{Cm}{2} + C_o \right) R_o \left( \frac{\Delta V_o}{2} \right)}{V_o} = \frac{(Cm + 2C_o) R_o \Delta V_o}{4V_o} \tag{3.147}$$

Durante esta etapa, a tensão na carga se eleva. No momento em que a tensão em  $C_{m2}$  (descarregando) se iguala à de  $C_{m6}$  (sendo carregado),  $D_{m2}$  é diretamente polarizado. Consequentemente,  $C_{m6}$  não é mais carregado e sua tensão atinge seu valor máximo, correspondente à tensão nominal, iniciando a terceira etapa de operação  $[t_2, t_3]$ . Neste instante ( $t = t_2$ ):



$$v_{C_{m2}}(t_2) = v_{C_{m3}}(t_2) = \frac{V_o}{3} \quad (3.148)$$

Substituindo (3.148) em (3.143) e (3.144), obtém-se:

$$v_{S2}(t_2) = v_{C_{m3}}(t_2) = \frac{V_o}{3} \quad (3.149)$$

$$v_{C_{m6}}(t_2) = v_{C_{m2}}(t_2) = \frac{V_o}{3} \quad (3.150)$$

$$v_o(t_2) = V_o \quad (3.151)$$

### 3.6.1.3 Terceira etapa [ $t_2, t_3$ ]

Na terceira etapa, as condições dos interruptores e diodos de saída se mantêm ( $S_1$  e  $S_3$  conduzindo e  $S_2$  bloqueado,  $D_2$  está diretamente polarizado,  $D_1$  e  $D_3$  estão reversamente polarizados). O capacitor  $C_o$  não drena corrente para a carga; conseqüentemente a tensão de saída permanece constante em seu valor nominal. A corrente de entrada é compartilhada igualmente pelos três enrolamentos do autotransformador e a corrente no segundo enrolamento, correspondente à um terço da corrente de entrada, se divide em dois ramos: o primeiro formado por  $D_{m2}$  e  $C_{m3}$  e o segundo por  $C_{m2}$ ,  $C_{m5}$ ,  $D_2$  e a carga. Os capacitores  $C_{m2}$  e  $C_{m5}$  continuam descarregando, enquanto  $C_{m3}$  continua sendo carregado.

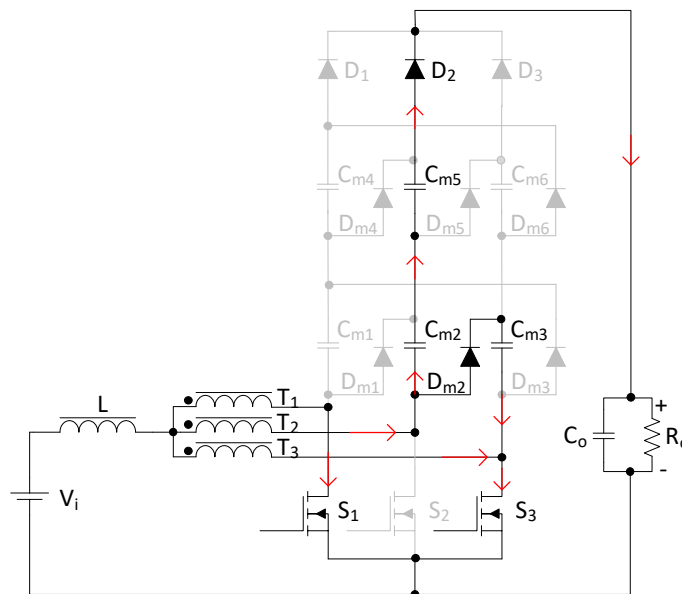


Figura 3.28: Terceira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

A partir da inspeção do circuito apresentado na Figura 3.28, obtém-se as equações para as variáveis instantâneas do conversor na terceira etapa de operação.

$$i_i(t) = i_L(t) \quad (3.152)$$

$$i_L(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.153)$$

$$i_{T1}(t) = i_{T2}(t) = i_{T3}(t) = i_{S1}(t) = i_{Cm2}(t) + i_{Cm3}(t) = \frac{i_L(t)}{3} \quad (3.154)$$

$$i_{vo}(t) = i_{Cm2}(t) = i_{Cm5}(t) = i_{D2}(t) = i_o(t) \quad (3.155)$$

$$i_{Co}(t) = 0 \quad (3.156)$$

$$i_{T2}(t) + i_{T3}(t) = i_{vo}(t) + i_{S3}(t) \rightarrow \frac{2i_L(t)}{3} = i_o(t) + i_{S3}(t) \quad (3.157)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T1}(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) = v_L(t) + v_{T2}(t) + v_{Cm3}(t) \quad (3.158)$$

$$v_L(t) + v_{T3}(t) = v_L(t) + v_{T2}(t) - v_{Cm2}(t) - v_{Cm5}(t) + v_o(t) \quad (3.159)$$

$$v_{S1}(t) = v_{S3}(t) = v_{Dm2}(t) = v_{D2}(t) = 0 \quad (3.160)$$

$$v_{T1}(t) = v_{T3}(t) = v_{T2}(t) + v_{Cm3}(t) = v_{T2}(t) - v_{Cm2}(t) - v_{Cm5}(t) + v_o(t) \quad (3.161)$$

$$v_{Cm3}(t) = v_o(t) - v_{Cm2}(t) - v_{Cm5}(t) \quad (3.162)$$

A terceira etapa de operação corresponde ao período entre o final da segunda etapa para o conversor utilizando duas VMCs e o final da primeira etapa para o conversor utilizando uma única VMC. Subtraindo (3.29) de (3.147):

$$\Delta t_{(t_3-t_2)} = \frac{(3D-1)T_s}{3} - \frac{(C_m + 2C_o)R_o \Delta V_o}{4V_o} \quad (3.163)$$

Durante esta etapa, a tensão na carga se mantém praticamente constante. No instante em que  $S_3$  é desligado e a corrente em  $C_{m3}$  muda de sentido,  $D_{m6}$  é diretamente polarizado e  $D_{m2}$  é reversamente polarizado, iniciando a próxima etapa de operação.

$$v_o(t_3) = V_o \quad (3.164)$$

$$v_{C_{m6}}(t_3) = \frac{V_o}{3} \quad (3.165)$$

#### 3.6.1.4 Quarta etapa $[t_3, t_4]$

Nesta etapa,  $S_1$  continua ligado,  $S_2$  mantém-se desligado e  $S_3$  é desligado. Os diodos de saída se mantêm na condição da etapa anterior ( $D_2$  está diretamente polarizado, e  $D_1$  e  $D_3$  mantêm-se reversamente polarizados). O capacitor  $C_o$  passa a ser carregado e a tensão sobe linearmente até atingir seu valor máximo no final do período. A corrente de entrada é compartilhada igualmente pelos três enrolamentos do autotransformador e a corrente no segundo enrolamento, correspondente à um terço da corrente de entrada, alimenta o capacitor de saída e a carga. Os capacitores  $C_{m1}$  e  $C_{m4}$  começam a ser carregados,  $C_{m2}$  e  $C_{m5}$  continuam descarregando, enquanto  $C_{m3}$  continua sendo carregado.

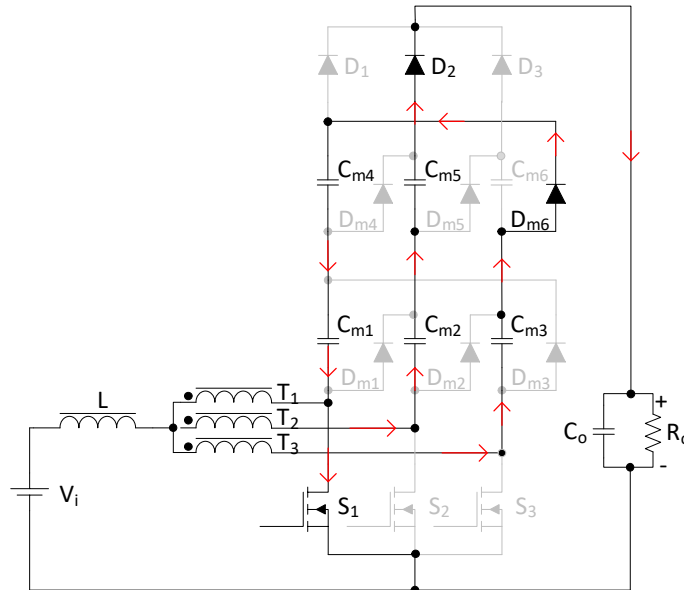


Figura 3.29: Quarta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

A partir da análise do circuito apresentado na Figura 3.28, obtêm-se as equações para as variáveis instantâneas do conversor na terceira etapa de operação.

$$i_i(t) = i_L(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) + i_{T3}(t) \quad (3.166)$$

$$i_{T1}(t) = i_{T2}(t) = i_{T3}(t) = i_w(t) = i_{C_o}(t) + i_o(t) = i_{C_{m2}}(t) = i_{C_{m6}}(t) \quad (3.167)$$

$$i_{Cm5}(t) = i_{D2}(t) = i_{Cm3}(t) = i_{Dm6}(t) = -i_{Cm4}(t) = -i_{Cm1}(t) = \frac{i_L(t)}{3} \quad (3.168)$$

$$i_{S1}(t) = i_{T1}(t) + i_{T2}(t) = \frac{2i_L(t)}{3} \quad (3.169)$$

$$i_{S2}(t) = i_{S3}(t) = i_{D2}(t) = i_{D3}(t) = 0 \quad (3.170)$$

$$v_i(t) = v_L(t) + v_{T1}(t) = v_L(t) + v_{T2}(t) + v_{S2}(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) + v_{S3}(t) \quad (3.171)$$

$$v_L(t) + v_{T1}(t) = v_L(t) + v_{T3}(t) - v_{Cm3}(t) + v_{Cm4}(t) + v_{Cm1}(t) \quad (3.172)$$

$$v_{S1}(t) = v_{S3}(t) = v_{Dm2}(t) = v_{D2}(t) = 0 \quad (3.173)$$

$$v_{T1}(t) = v_{T3}(t) = v_{T2}(t) + v_{GnB}(t) = v_{T2}(t) - v_{Gn2}(t) - v_{Gn5}(t) + v_o(t) \quad (3.174)$$

$$v_{GnB}(t) = v_o(t) - v_{Gn2}(t) - v_{Gn5}(t) \quad (3.175)$$

Durante esta etapa, a tensão na carga aumenta linearmente. No início, apresenta valor nominal e no final, o valor máximo. Esta etapa se finda quando  $S_2$  é ligado e consequentemente  $D_2$  reversamente polarizado. Neste momento ( $t = t_4$ ):

$$v_o(t_4) = V_{o(\max)} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (3.176)$$

$$v_{Cm6}(t_4) = \frac{V_o}{3} \quad (3.177)$$

### 3.6.1.5 Quinta, sexta e sétima etapas [ $t_4$ , $t_5$ ], [ $t_5$ , $t_6$ ] e [ $t_6$ , $t_7$ ]

A quinta, sexta e sétima etapas de operação para o conversor *boost* 4SSC-VMC são semelhantes à primeira, segunda e terceira etapas, respectivamente. Considerando como primeiro, segundo e terceiro ramos a malha formada pelos componentes à jusante dos enrolamentos  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  do autotransformador trifásico, pode-se fazer uma relação entre seus comportamentos:

- Quinta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC (Figura 3.30):
  - o primeiro ramo na quinta etapa de operação comporta-se como o terceiro ramo na primeira etapa;

- o segundo ramo na quinta etapa comporta-se como o primeiro ramo na primeira etapa;
  - o terceiro ramo na quinta etapa comporta-se como o segundo ramo na primeira etapa.
- Sexta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC (Figura 3.31):
    - o primeiro ramo na sexta etapa de operação comporta-se como o terceiro ramo na segunda etapa;
    - o segundo ramo na sexta etapa comporta-se como o primeiro ramo na segunda etapa;
    - o terceiro ramo na sexta etapa comporta-se como o segundo ramo na segunda etapa.
- Sétima etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC (Figura 3.32):
    - o primeiro ramo na sétima etapa de operação comporta-se como o terceiro ramo na terceira etapa;
    - o segundo ramo na sétima etapa comporta-se como o primeiro ramo na terceira etapa;
    - o terceiro ramo na sétima etapa comporta-se como o segundo ramo na terceira etapa de operação.

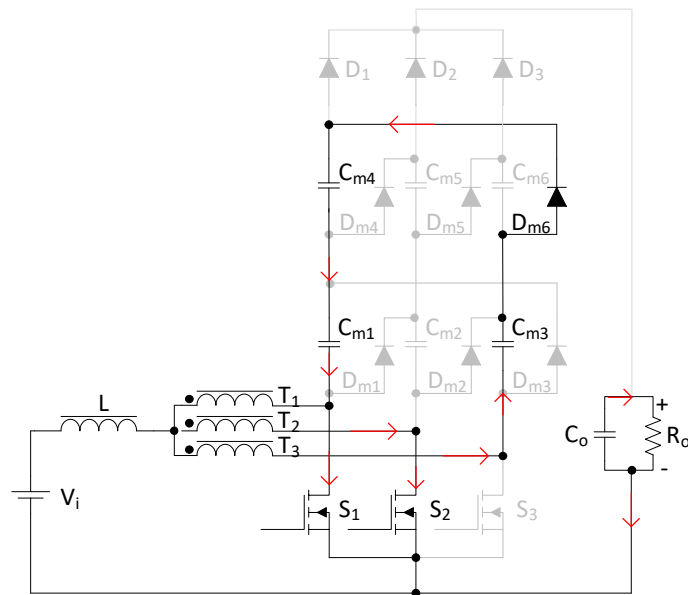


Figura 3.30: Quinta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

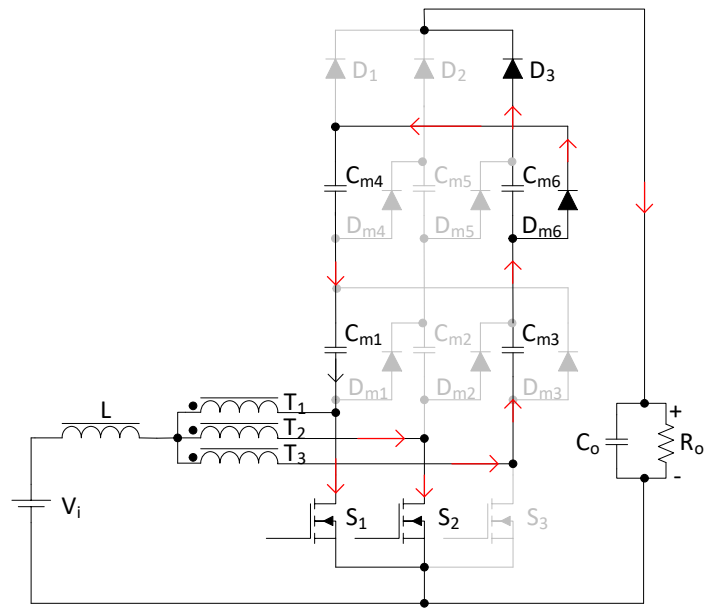


Figura 3.31: Sexta etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

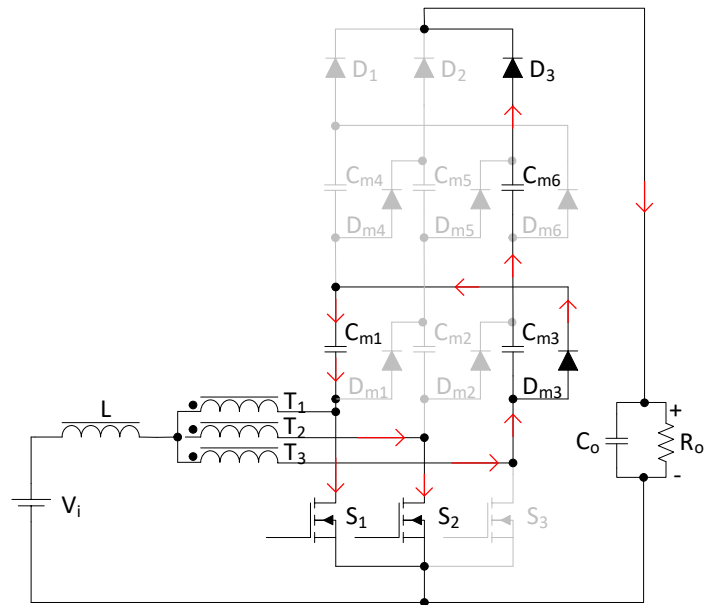


Figura 3.32: Sétima etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

### 3.6.1.6 Oitava etapa de operação $[t_7, t_8]$

A oitava etapa de operação é similar à quarta etapa, porém  $S_2$  está conduzindo ao invés de  $S_1$ . A Figura 3.33 apresenta a oitava etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

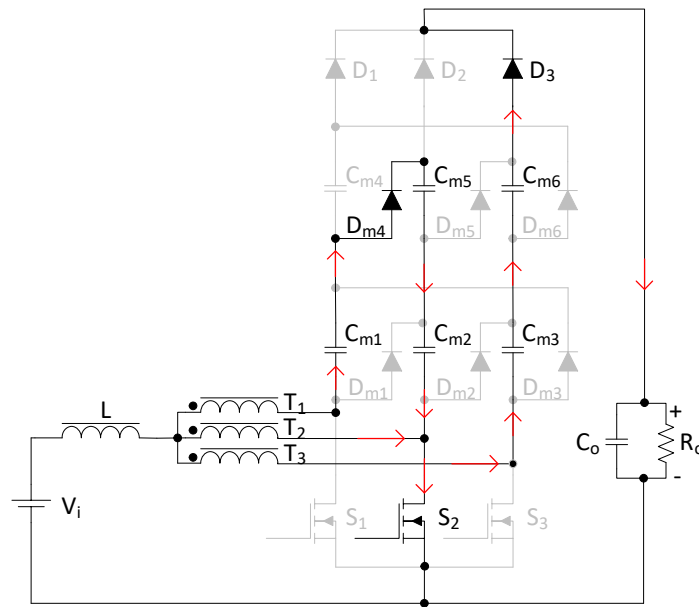


Figura 3.33: Oitava etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

### 3.6.1.7 Nona, décima e décima-primeira etapas $[t_8, t_9]$ , $[t_9, t_{10}]$ e $[t_{10}, t_{11}]$

A nona, décima e décima-primeira etapas de operação são semelhantes à primeira, segunda e terceira etapas, respectivamente, em que se pode fazer a seguinte analogia:

- Nona etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC (Figura 3.34):
  - o primeiro ramo na nona etapa de operação comporta-se como o terceiro ramo na primeira etapa;
  - o segundo ramo na nona etapa comporta-se como o primeiro ramo na primeira etapa de operação;
  - o terceiro ramo na nona etapa comporta-se como o segundo ramo na primeira etapa.
- Décima etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC (Figura 3.35):
  - o primeiro ramo na décima etapa de operação comporta-se como o terceiro ramo na segunda etapa;
  - o segundo ramo na décima etapa comporta-se como o primeiro ramo na segunda etapa de operação;
  - o terceiro ramo na décima etapa comporta-se como o segundo ramo na segunda etapa de operação.
- Décima-primeira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC (Figura 3.36):

- o primeiro ramo na décima-primeira etapa de operação comporta-se como o terceiro ramo na terceira etapa;
- o segundo ramo na décima-primeira etapa comporta-se como o primeiro ramo na terceira etapa de operação;
- o terceiro ramo na décima-primeira etapa comporta-se como o segundo ramo na terceira etapa de operação.

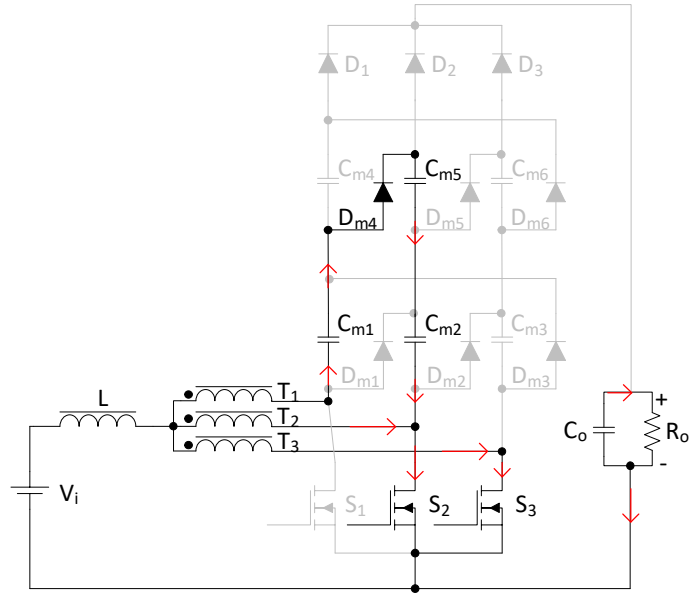


Figura 3.34: Nona etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

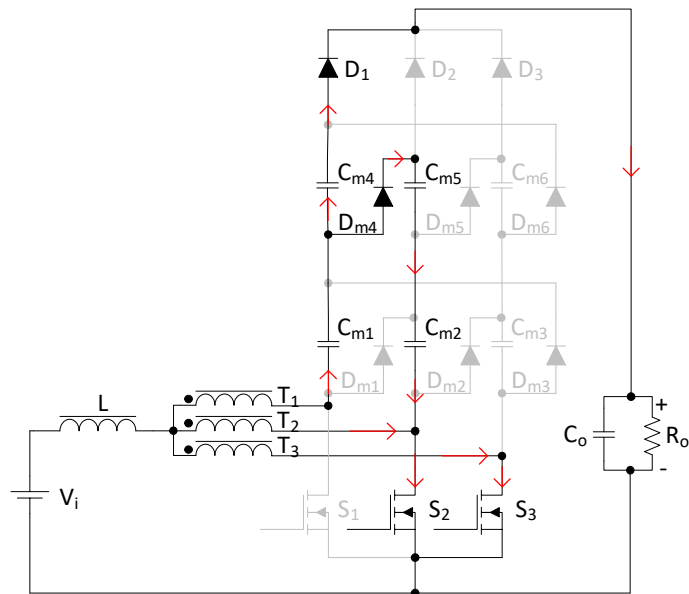


Figura 3.35: Décima etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.



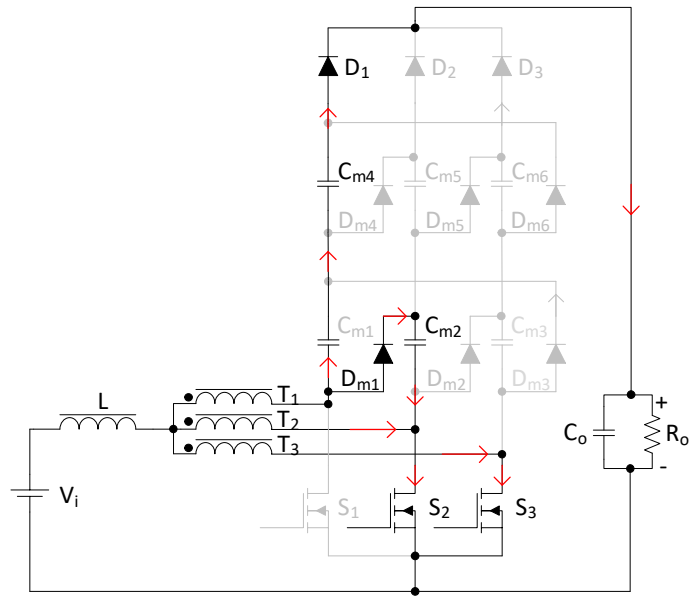


Figura 3.36: Décima primeira etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

### 3.6.1.8 Décima segunda etapa de operação [ $t_7$ , $t_8$ ]

A décima segunda etapa é similar à quarta etapa de operação, porém  $S_3$  está ligado ao invés de  $S_1$ :

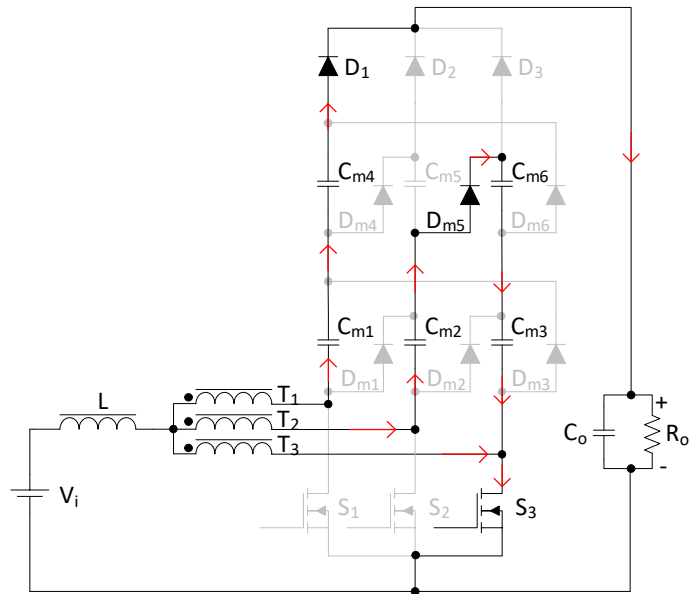


Figura 3.37: Décima segunda etapa de operação para o conversor *boost* 4SSC-2VMC.

### 3.6.2 Considerações a respeito da análise das etapas de operação do conversor

A partir da análise do comportamento do conversor proposto, verifica-se que há uma equivalência entre as etapas de operação quando utilizando uma ou duas VMCs, portanto, todas as considerações apresentadas no item 3.5.2 para o conversor operando com uma única VMC são válidas para o conversor operando com duas VMCs, com exceção da primeira, quinta e nona etapas, em que a carga é alimentada apenas pelo capacitor de saída. A Tabela 3.4 apresenta as etapas de operação equivalentes para o conversor proposto, utilizando uma e duas VMCs.

Tabela 3.4: Equivalências entre as etapas de operação para o conversor utilizando uma e duas VMCs.

Etapas de operação	
4SSC-VMC	4SSC-2VMC
1 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup> , 2 <sup>a</sup> e 3 <sup>a</sup>
2 <sup>a</sup>	4 <sup>a</sup>
3 <sup>a</sup>	5 <sup>a</sup> , 6 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup>
4 <sup>a</sup>	8 <sup>a</sup>
5 <sup>a</sup>	9 <sup>a</sup> , 10 <sup>a</sup> e 11 <sup>a</sup>
6 <sup>a</sup>	12 <sup>a</sup>

As principais formas de ondas teóricas do conversor *boost* 4SSC-2VMC são apresentadas na Figura 3.38. A partir da comparação com a Figura 3.24, que apresenta as formas de ondas para o conversor operando com apenas uma VMC, verifica-se que, embora as formas de ondas se alterem em função dos tempos de carregamento e descarregamento dos capacitores da VMC, os valores médios nos intervalos correspondentes são equivalentes, desde que consideradas as variações em função do número de VMCs (representado pela sigla *mc*). Adicionalmente, os valores máximos e mínimos dos esforços de tensão e corrente nos componentes se mantêm, conforme apresentado no item 3.9. Os valores dos elementos do estágio de potência do conversor podem ser obtidos a partir da análise do conversor operando com uma única VMC, conforme apresentado no item 3.8.

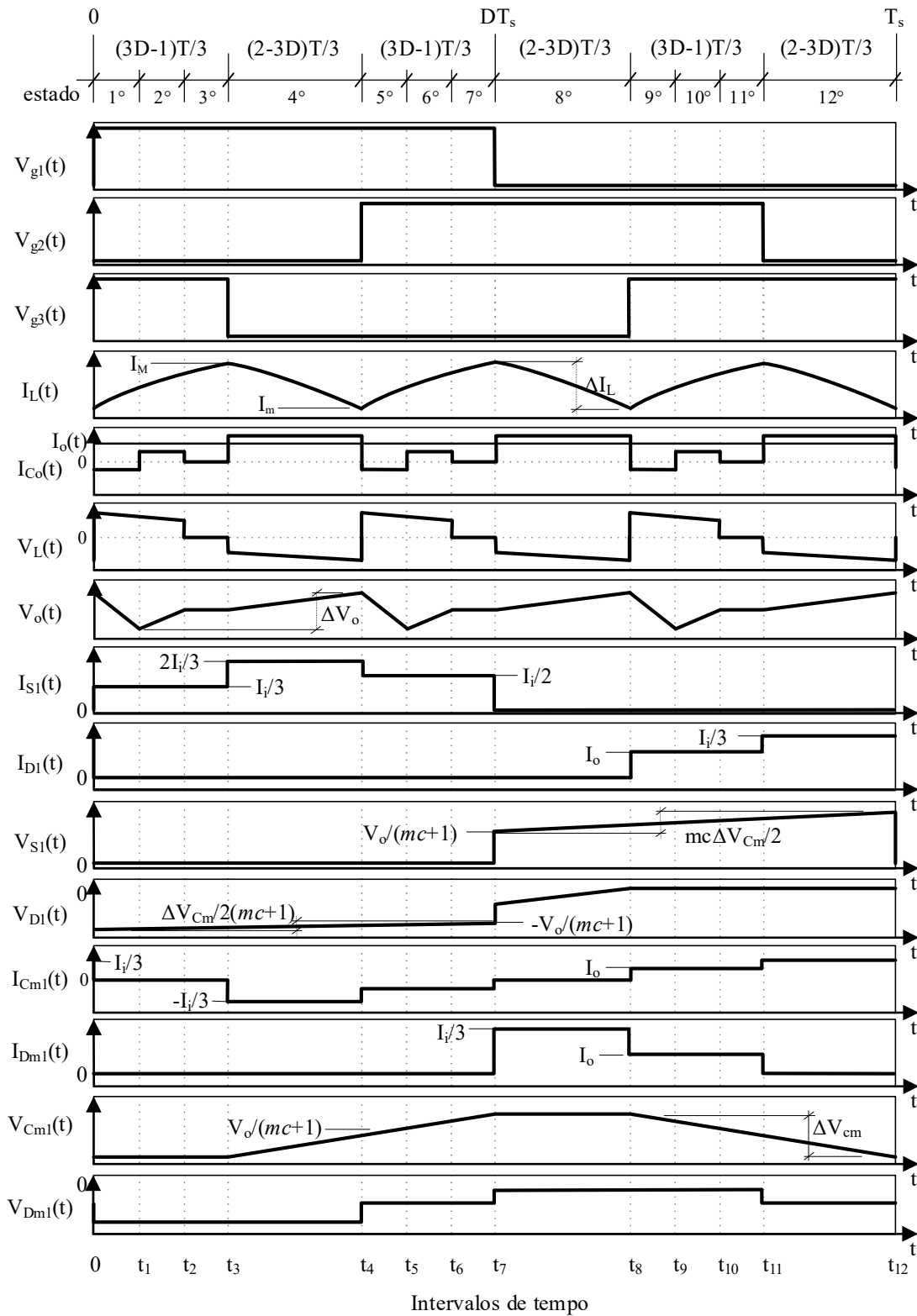


Figura 3.38: Principais formas de ondas do conversor *boost* 4SSC-2VMC.

### 3.7 Ganho estático

O ganho estático do conversor é obtido por meio do balanço volt-segundo no indutor. O valor da tensão no indutor é nulo, portanto, as áreas referentes à primeira e segunda etapas ( $[t_0, t_1]$  e  $[t_1, t_2]$ ) são iguais, conforme mostra a Figura 3.39.

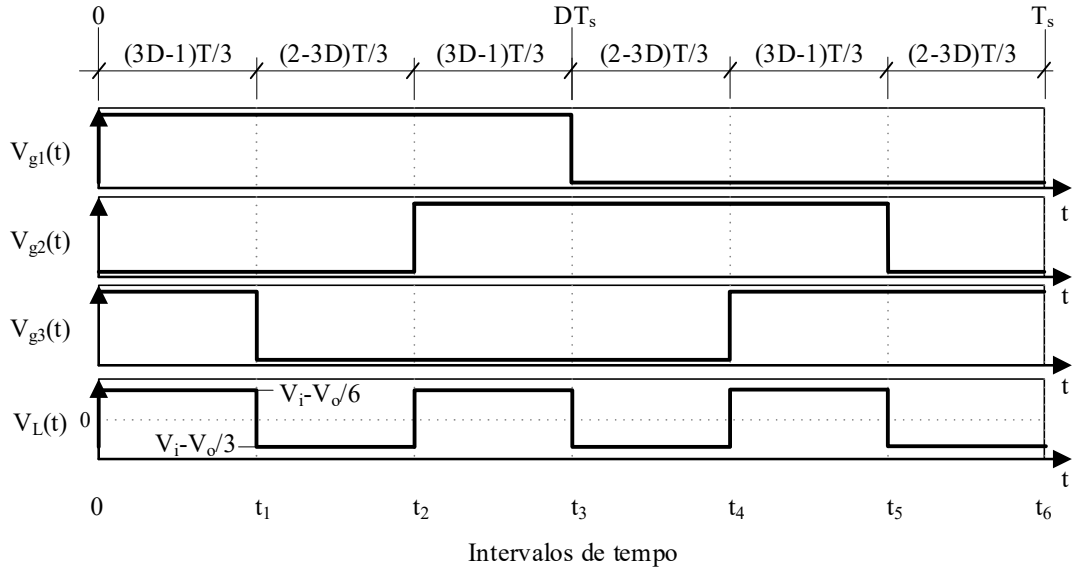


Figura 3.39: Tensão no indutor.

Portanto, substituindo (3.29), (3.37), (3.66) em (3.76), tem-se:

$$\left(\frac{(3D-1)T_s}{3}\right)\left(V_i - \frac{V_o}{6}\right) = -\left(\frac{(2-3D)T_s}{3}\right)\left(V_i - \frac{V_o}{3}\right) \quad (3.178)$$

Resolvendo (3.178) e isolando o termo referente ao ganho de tensão, obtém-se:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1-D} \quad (3.179)$$

Generalizando a equação (3.179) para  $mc$  níveis, obtém-se:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{mc+1}{1-D} \quad (3.180)$$

O gráfico apresentado na Figura 3.40 apresenta a relação entre o ganho de tensão do conversor  $G_v$  e a razão cíclica  $D$ , considerando o número de VMCs ( $mc$ ), para  $1/3 < D < 2/3$ .

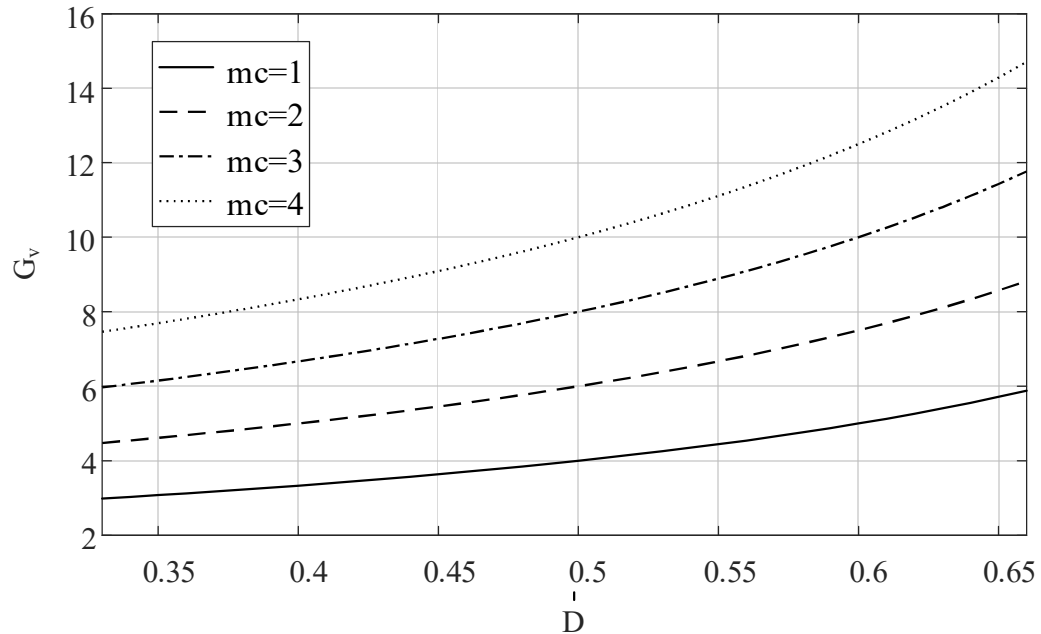


Figura 3.40: Ganho de tensão em função da razão cíclica.

### 3.8 Elementos do estágio de potência

#### 3.8.1 Indutor de filtro

O valor de indutância pode ser obtido considerando (3.37), (3.28) e (3.29) em (3.11) e considerando o número de VMCs:

$$L = \frac{(2 - 3D)(3D - 1)V_o}{9(mc + 1)f_s \Delta I_L} \quad (3.181)$$

A partir da equação (3.181), verifica-se que o valor de indutância é inversamente proporcional à frequência. Portanto, elevando-se a frequência de operação do conversor, diminui-se o valor requerido de indutância, implicando em indutores com menores dimensões físicas – fator determinante na concepção de conversores, visto que os elementos magnéticos são os que possuem maior volume dentre seus componentes – implicando na melhoria da densidade de potência do conversor.

#### 3.8.2 Capacitor da VMC

Para a obtenção do capacitor da VMC, toma-se como referência o comportamento de  $C_{m1}$  na segunda etapa de operação. A partir da Figura 3.24, verifica-se que a variação de tensão nas

etapas 2 e 3 equivale a  $\Delta V_{Cm}$ . Obtém-se a variação de tensão correspondente à segunda etapa através da semelhança do triângulo formado pela soma da segunda e terceira etapas (ao qual a variação de tensão corresponde a  $\Delta V_{Cm}$ ) e pelo triângulo formado pela segunda etapa:

$$\Delta V_{Cm1_{[t1,t2]}} = \Delta V_{Cm} (2 - 3D) \quad (3.182)$$

A corrente no capacitor da VMC pode ser definida pela equação (3.183):

$$I_{Cm} = C_m \frac{\Delta V_{Cm}}{\Delta t} \quad (3.183)$$

Nessa etapa, a corrente em  $C_{m1}$  é igual à corrente em  $T_3$ , portanto:

$$I_{Cm1_{[t1,t2]}} = I_{T3} = \frac{I_L}{3} = \frac{I_i}{3} \quad (3.184)$$

Porém:

$$I_i = \frac{V_o I_o}{V_i \eta} = G_v \frac{I_o}{\eta} \quad (3.185)$$

Substituindo (3.180) em (3.185) e em (3.184), obtém-se:

$$I_{Cm1_{[t1,t2]}} = \frac{(mc + 1)I_o}{3(1 - D)\eta} = \frac{(mc + 1)V_o}{3(1 - D)R_o\eta} \quad (3.186)$$

Substituindo (3.186), (3.182) e (3.66) em (3.183) e rearranjando os termos, obtém-se:

$$C_m = \frac{(mc + 1)V_o}{9\Delta V_{Cm}(1 - D)R_o\eta f_s} \quad (3.187)$$

A tensão média no capacitor da VMC pode ser obtido através da inspeção do circuito na primeira etapa de operação, considerando (3.32) e generalizando em função do número de VMCs ( $mc$ ):

$$V_{Cm} = \frac{V_o}{mc + 1} \quad (3.188)$$

### 3.8.3 Capacitor de saída

O capacitor de saída pode ser obtido a partir da equação (3.31), que apresenta o cálculo da corrente total de saída. Inicialmente, substitui-se (3.43) em (3.182):

$$I_{vo} = I_{Cm2} = I_{T2} = \frac{I_i}{3} \quad (3.189)$$

Substitui-se então (3.189), (3.50) e (3.68) em (3.51), resultando em:

$$\frac{I_i}{3} = \frac{V_o}{R_o} + 3C_o \frac{\Delta V_o}{(2-3D)T_s} \quad (3.190)$$

Resolvendo a equação (3.190), obtém-se o valor do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{(2-3D)(R_o I_i - 3V_o)}{9f_s R_o \Delta V_o} \quad (3.191)$$

Assim como ocorre com a indutância, o valor da capacitância é inversamente proporcional à frequência de operação do conversor. Embora não seja significativo com relação à densidade de potência, esta característica permitirá a escolha de capacitores com valores de capacitância mais elevados, implicando em menor ondulação do sinal da tensão de saída.

### 3.9 Esforços de tensão e corrente nos elementos do estágio de potência

A determinação dos esforços de tensão e corrente a que são submetidos os componentes do conversor, principalmente os dispositivos semicondutores, é necessária para que estes sejam especificados de forma a suportarem as condições de trabalho impostas, possibilitando a escolha do modelo comercial disponível que apresente as características requeridas pelo projeto, dentro do menor custo possível.

#### 3.9.1 Indutor *boost*

Para a definição da curva característica da corrente no indutor, deve-se considerar o comportamento de um circuito RLC, em função da resistência vista pela indutância e a presença dos capacitores da VMC. Para este tipo de circuito, a corrente no indutor se comporta conforme a equação (3.192):

$$i_L(t) = (A_2 + A_1 t)e^{\alpha t} \quad (3.192)$$

Em que  $\alpha = R/2L$ ,  $A_1$  e  $A_2$  são constantes [52]. Portanto, para intervalos de tempo menos significativos, o que ocorre para valores de razão cíclica menores, o comportamento da corrente no

indutor apresenta comportamento quase linear; porém, para intervalos maiores de tempo de carregamento, o que ocorre para valores elevados de razão cíclica, a corrente no indutor comporta-se com perfil mais próximo do exponencial. O comportamento da corrente que flui no indutor em função do tempo, considerando razão cíclica de 0,5 e uma VMC, pode ser verificado na Figura 3.41 e é considerado para a definição dos esforços de corrente no indutor, ou seja, considera-se que a corrente apresenta um comportamento linear. Verifica-se que a corrente instantânea que flui no indutor se repete a cada um terço do período de comutação, portanto, a frequência de operação do indutor é igual a três vezes a frequência de operação do conversor.

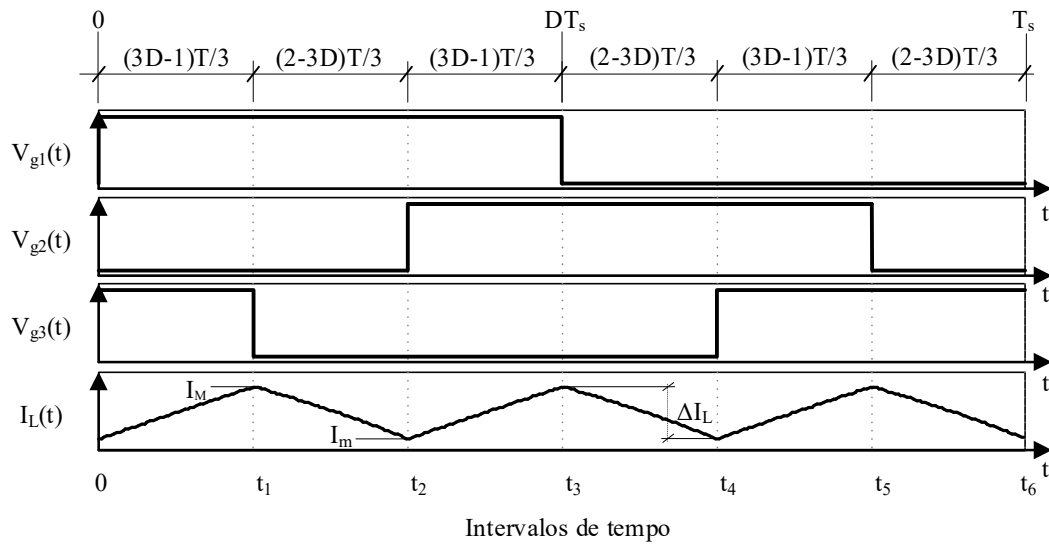


Figura 3.41: Corrente no indutor.

No primeiro, terceiro e quinto períodos, a corrente cresce linearmente, partindo de seu valor mínimo ( $I_m$ ) até atingir o seu valor máximo ( $I_M$ ).

$$i_{L_{[0,t_1]}}(t) = i_{L_{[t_2,t_3]}}(t) = i_{L_{[t_4,t_5]}}(t) = I_m + \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.193)$$

Substituindo (3.11) e (3.37) em (3.193), obtém-se a corrente que flui no indutor nos intervalos ímpares de tempo:

$$i_{L_{[0,t_1]}}(t) = i_{L_{[t_2,t_3]}}(t) = i_{L_{[t_4,t_5]}}(t) = I_m + \frac{di_L(t)}{dt} = I_m + \frac{V_L}{L}t = I_m + \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{6}\right)}{L}t \quad (3.194)$$

No segundo, quarto e sexto períodos, a corrente decresce linearmente, partindo de seu valor máximo ( $I_M$ ) até atingir o seu valor mínimo ( $I_m$ ).



$$i_{L_{[t_1, t_2]}}(t) = i_{L_{[t_3, t_4]}}(t) = i_{L_{[t_5, t_6]}}(t) = I_M - \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.195)$$

A corrente que flui no indutor nos intervalos pares de tempo pode ser obtida considerando as equações (3.11) e (3.76) em(3.195).

$$i_{L_{[t_1, t_2]}}(t) = i_{L_{[t_3, t_4]}}(t) = i_{L_{[t_5, t_6]}}(t) = I_M - \frac{di_L(t)}{dt} = I_M - \frac{V_L}{L}t = I_M - \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3}\right)}{L}t \quad (3.196)$$

Os valores médio, máximo e mínimo da corrente no indutor podem ser obtidos a partir da equação (3.186) e da análise da forma de onda apresentada na Figura 3.41, resultando em:

$$I_L = I_i = \frac{(mc + 1)I_o}{(1 - D)\eta} \quad (3.197)$$

$$I_M = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{(mc + 1)I_o}{(1 - D)\eta} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.198)$$

$$I_m = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{(mc + 1)I_o}{(1 - D)\eta} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.199)$$

A tensão no indutor no primeiro intervalo de tempo pode ser obtida substituindo (3.37) em (3.194), resultando em:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t_{(t_1 - t_0)}} = \frac{V_L}{L} = \frac{6V_i - V_o}{6L} \rightarrow \Delta I_L = \Delta t_{(t_1 - t_0)} \frac{6V_i - V_o}{6L} \quad (3.200)$$

Substitui-se (3.29) e (3.180) em (3.200) e obtém-se a equação para a variação de corrente no indutor:

$$\Delta I_L = \frac{V_o (3D - 1)(2 - 3D)}{9(mc + 1)Lf_s} \quad (3.201)$$

A variação de corrente no indutor pode ser normalizada a fim de se verificar sua variação com relação a razão cíclica, rearranjando os termos em (3.201):

$$\frac{\Delta I_L}{V_o} = \frac{9\Delta I_L L f_s}{V_o} = \frac{(3D - 1)(2 - 3D)}{(mc + 1)} \quad (3.202)$$

O gráfico apresentado na Figura 3.42 apresenta a relação entre a variação da corrente no indutor normalizada e a razão cíclica, operando na região  $R_2$ . Verifica-se que a máxima variação de corrente normalizada no indutor ocorre quando a razão cíclica é igual a 0,5.

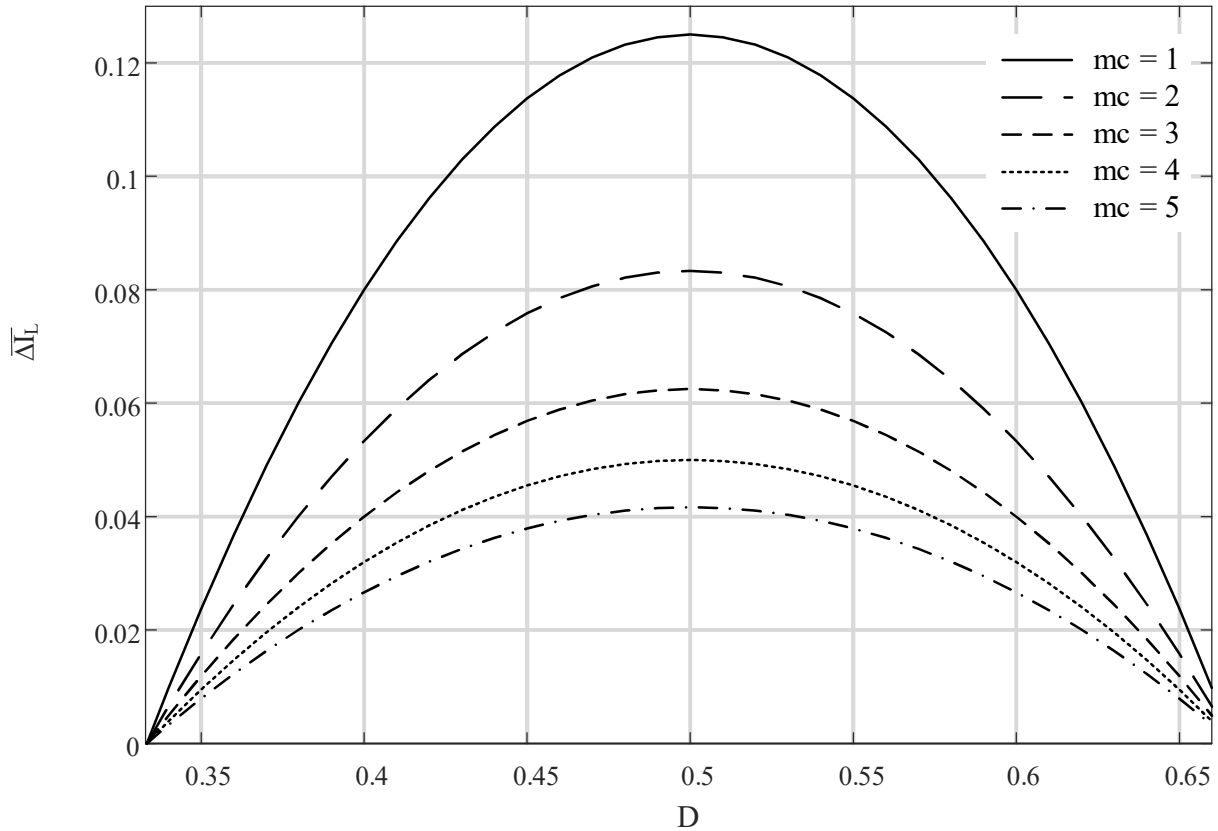


Figura 3.42: Variação da corrente no indutor normalizada em função da razão cíclica.

Os valores máximo e mínimo da corrente no indutor podem ser obtidos considerando (3.197) e (3.201), resultando em:

$$I_M = \frac{(mc + 1)I_o}{(1 - D)\eta} + \frac{(3D - 1)(6V_i - V_o)}{18Lf_s} \quad (3.203)$$

$$I_m = \frac{(mc + 1)I_o}{(1 - D)\eta} - \frac{(3D - 1)(6V_i - V_o)}{18Lf_s} \quad (3.204)$$

A corrente eficaz no indutor pode ser calculada considerando os valores instantâneos da corrente nos intervalos e aplicando o conceito de valor eficaz, resultando em:

$$\begin{aligned}
I_{L(ef)} &= \sqrt{\frac{2}{T_s/3} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} (i_{L[t_0,t_1]}(t))^2 dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{(2-3D)T_s}{3}} (i_{L[t_1,t_2]}(t))^2 dt \right]} \\
&= \sqrt{\frac{2}{T_s/3} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} \left( I_M - \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{L} t \right)^2 dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{(2-3D)T_s}{3}} \left( I_m + \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{3} \right)}{L} t \right)^2 dt \right]}
\end{aligned} \tag{3.205}$$

Substituindo (3.203) e (3.204) em (3.205), obtém-se:

$$\begin{aligned}
I_{L(ef)} &= \sqrt{\frac{2}{T_s/3} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} \left( \frac{(mc+1)I_o}{(1-D)\eta} + \frac{(3D-1)(6V_i - V_o)}{18Lf_s} - \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{L} t \right)^2 dt + \right.} \\
&\quad \left. + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{(2-3D)T_s}{3}} \left( \frac{(mc+1)I_o}{(1-D)\eta} - \frac{(3D-1)(6V_i - V_o)}{18Lf_s} + \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{3} \right)}{L} t \right)^2 dt \right]}
\end{aligned} \tag{3.206}$$

Resolvendo (3.206), obtém-se a corrente eficaz no indutor:

$$I_{L(ef)} = I_L = \frac{(mc+1)I_o}{(1-D)\eta} \tag{3.207}$$

### 3.9.2 Autotransformador

O valor médio da corrente em cada enrolamento do autotransformador pode ser obtido substituindo (3.38) em (3.197), resultando em:

$$I_{T1} = I_{T2} = I_{T3} = \frac{I_L}{3} = \frac{(mc+1)I_o}{3(1-D)\eta} \tag{3.208}$$

A Figura 3.43 apresenta o comportamento da corrente que flui no primeiro enrolamento do autotransformador em função do tempo. Relacionando a Figura 3.43 com a Figura 3.41, verifica-se que seus períodos são correspondentes e, portanto, assim como ocorre com o indutor, sua frequência é igual à três vezes a de operação do conversor. As correntes em  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  estão em fase com a corrente no indutor e suas amplitudes e ondulações são iguais à um terço de seu valor.

$$\Delta I_T = \frac{\Delta I_L}{3} = \frac{(3D-1)(6V_i - V_o)}{6Lf_s} \tag{3.209}$$

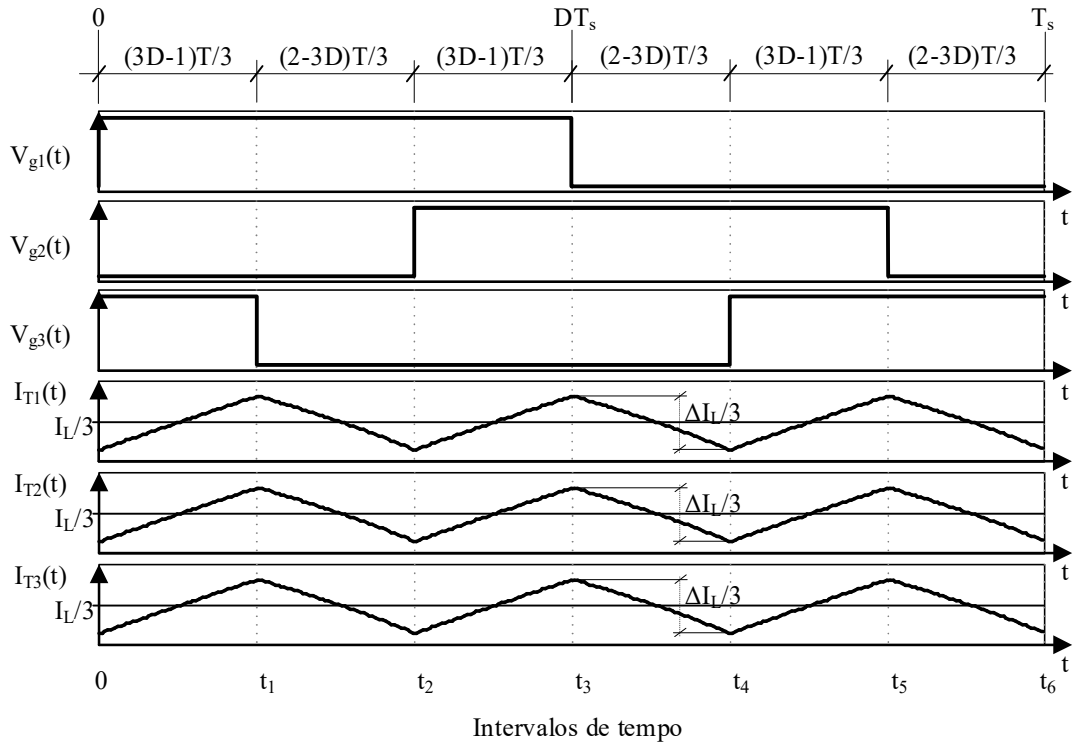


Figura 3.43: Corrente nos enrolamentos  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  do autotransformador.

O valor da tensão no enrolamento  $T_1$  do autotransformador, nos intervalos ímpares de operação, equivale a um sexto da tensão de saída, conforme apresentado na equação (3.36), para apenas uma VMC. Generalizando para  $mc$  células, obtém-se:

$$V_{T_1[t_0,t_1]} = V_{T_1[t_2,t_3]} = V_{T_1[t_4,t_5]} = \frac{V_o}{2(mc+2)} \quad (3.210)$$

Nos intervalos pares, a tensão em  $T_1$  é definida pela equação (3.77) para o conversor utilizando uma VMC. A equação pode ser generalizada para  $mc$  células, resultando em:

$$V_{T_1[t_1,t_2]} = V_{T_1[t_3,t_4]} = V_{T_1[t_5,t_6]} = \frac{V_o}{mc+2} \quad (3.211)$$

Verifica-se na Figura 3.44 que a tensão máxima sobre os terminais do enrolamento  $T_1$  do autotransformador ocorre na segunda etapa de operação. Portanto:

$$V_{T_{\max}} = V_{T_1[t_1,t_2]} = \frac{V_o}{mc+2} \quad (3.212)$$

O comportamento da tensão no enrolamento  $T_1$  do autotransformador é apresentado na Figura 3.44.

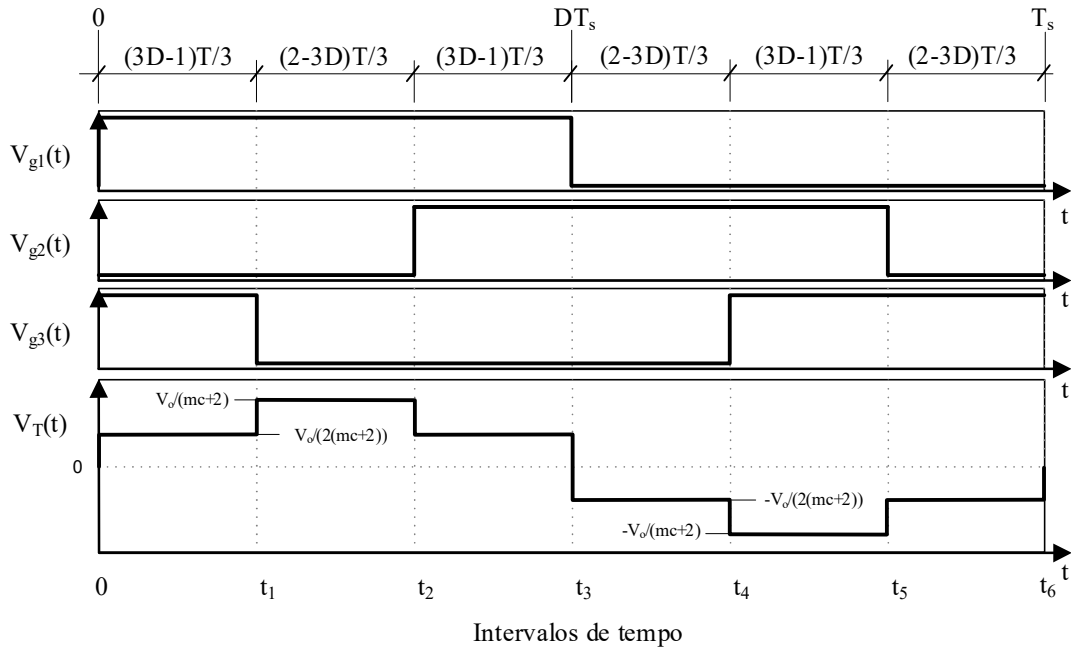


Figura 3.44: Tensão no enrolamento  $T_1$  do autotransformador.

### 3.9.3 Interruptores

A tensão máxima nos interruptores é definida a partir do comportamento da tensão no primeiro interruptor, considerando a variação de tensão na VMC. Por inspeção do circuito apresentado na Figura 3.23 e na Figura 3.37 verifica-se que a tensão de saída se divide em função do número de VMCs, porém, para o cálculo da tensão máxima do interruptor, deve-se considerar também a variação de tensão nas VMCs. A tensão máxima em cada interruptor pode ser obtida a partir da equação (3.213), em que se adota como referência a tensão em  $C_{m1}$  na Figura 3.24, e  $C_{m1}$  e  $C_{m4}$  na Figura 3.38:

$$V_{S(\max)} = \frac{V_o}{(mc+1)} + \frac{mc\Delta V_{Cm}}{2} \quad (3.213)$$

A partir da análise das etapas de operação, apresentadas nos itens 3.5.2 e 3.6.2, para o conversor operando com uma e duas VMCs, respectivamente, a primeira parcela da equação (3.213), representa o esforço de tensão a que o interruptor é submetido assim que deixa de conduzir, e que passa a crescer linearmente, até atingir o valor máximo, considerando os dois termos dessa equação. Para o conversor utilizando uma única VMC, a derivada do aumento da tensão é em

função de um único capacitor, enquanto para duas VMCs, o intervalo em que o interruptor não conduz é dividido em duas partes: a primeira, em que o aumento de tensão é em função de dois capacitores e a segunda, em que o aumento é em função de um único capacitor. Portanto, o aumento de VMCs implica na alteração das formas de ondas de tensão e corrente dos interruptores, porém sem alterar os esforços definidos.

Quanto menor a variação de tensão admitida no capacitor da VMC, maior sua capacitância, dimensões físicas e efeitos oriundos de capacitâncias parasitas. Portanto, verifica-se que deve haver um compromisso entre a especificação da VMC, esforços nos interruptores e tensão de saída.

Uma relação aproximada da tensão nos interruptores com relação à tensão de saída pode ser obtida considerando a variação da tensão no capacitor da VMC muito pequena, visto que este possui comportamento semelhante à de uma bateria. A relação não linear entre as tensões no interruptor e de saída pode ser aproximada pela expressão (3.214):

$$\frac{V_s}{V_o} \cong 0,5mc^{-0,5} \quad (3.214)$$

A Figura 3.45 apresenta a relação aproximada entre a tensão no interruptor e a tensão de saída, em função do número de VMCs.

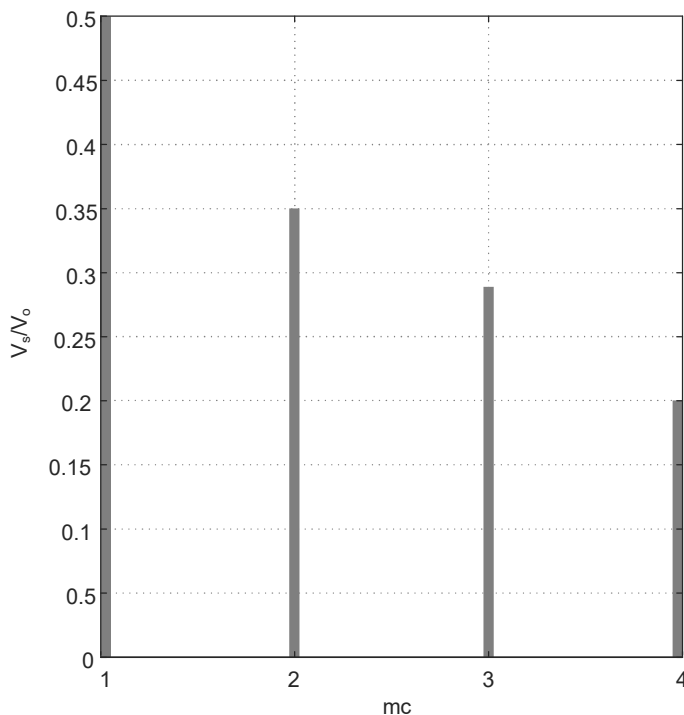


Figura 3.45: Relação aproximada entre a tensão no interruptor e a tensão de saída, em função do número de VMCs.

Na primeira etapa de operação, a corrente que flui em  $S_I$  é igual à corrente no enrolamento  $T_I$  do autotransformador, conforme apresentado na equação (3.3). Esta, por sua vez é igual a um terço da corrente no indutor (equação (3.38)), definida por meio da equação (3.194):

$$i_{S_I[t_0-t_1]}(t) = i_{T_I[t_0-t_1]}(t) = \frac{i_{L[t_0-t_1]}(t)}{3} = \frac{I_M}{3} - \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{6}\right)}{3L}t \quad (3.215)$$

Portanto, o valor da corrente que flui em  $S_I$  no primeiro intervalo de tempo é definido como:

$$I_{S_I[t_0-t_1]} = \frac{1}{3}I_{L[t_0-t_1]} \quad (3.216)$$

Consequentemente, substituindo (3.29) em (3.215), obtém-se:

$$I_{S_I[t_0-t_1]} = \frac{I_M}{3} - \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{6}\right)\left(\frac{(3D-1)T_s}{3}\right)}{3L} = \frac{I_M}{3} - \frac{(6V_i - V_o)(3D-1)}{54Lf_s} \quad (3.217)$$

Faz-se também necessário relacionar a corrente em  $S_I$  a partir do número de ramos ( $nr$ ) da célula de comutação. Este, por sua vez, é definido em função do número de estados possíveis ( $nc$ ), conforme (3.218):

$$nr = nc - 1 \quad (3.218)$$

O conversor proposto neste trabalho emprega uma célula de quatro estados, portanto (3.218) torna-se:

$$nr_{4SSC} = 4 - 1 = 3 \quad (3.219)$$

A partir do exposto, obtém-se a equação que define o valor da corrente em  $S_I$ , na primeira etapa de operação, em função do número de estados possíveis do conversor:

$$I_{S_I[t_0-t_1]} = \frac{1}{(nc-1)} \left( I_M - \frac{(6V_i - V_o)(3D-1)}{18Lf_s} \right) \quad (3.220)$$

Substituindo (3.203) em (3.220), obtém-se:

$$I_{S_I[t_0-t_1]} = \frac{1}{(nc-1)} \left( \left( \frac{(mc+1)I_o}{(1-D)\eta} + \frac{(3D-1)(6V_i - V_o)}{18Lf_s} \right) - \frac{(6V_i - V_o)(3D-1)}{18Lf_s} \right) \quad (3.221)$$

Na segunda etapa de operação, a corrente em  $S_I$  é a soma das correntes dos enrolamentos  $T_1$  e  $T_3$  do autotransformador, conforme definido na equação (3.45). As correntes nestes enrolamentos são iguais, conforme (3.69), portanto, considerando (3.196), a corrente em  $S_I$  na segunda etapa pode ser considerada como o dobro de seu valor na primeira etapa de operação:

$$i_{S_I[t_1-t_2]}(t) = i_{T_1[t_1-t_2]}(t) + i_{T_3[t_1-t_2]}(t) = 2i_{T_1[t_1-t_2]}(t) = 2\frac{i_{L[t_1-t_2]}(t)}{3} = \frac{2}{3}\left(I_m + \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3}\right)}{L}t\right) \quad (3.222)$$

Portanto, o valor da corrente que flui em de  $S_I$  na segunda etapa de operação é definido conforme a equação (3.223):

$$I_{S_I[t_1-t_2]} = \frac{2}{3}I_{L[t_1-t_2]} \quad (3.223)$$

O valor da corrente em  $S_I$  na segunda etapa também pode ser obtido considerando a variação de tempo na segunda etapa de operação e o número de células do conversor. Portanto, substituindo (3.66) em (3.222), obtém-se:

$$I_{S_I[t_1-t_2]} = \left(\frac{2}{nc-1}\right)\left(I_m + \frac{(2-3D)\left(V_i - \frac{V_o}{3}\right)}{3Lf_s}\right) \quad (3.224)$$

Substituindo (3.204) em (3.224), obtém-se:

$$I_{S_I[t_1-t_2]} = \left(\frac{2}{nc-1}\right)\left(\left(\frac{(mc+1)I_o}{(1-D)\eta} - \frac{(3D-1)(6V_i - V_o)}{18Lf_s}\right) + \frac{(2-3D)\left(V_i - \frac{V_o}{3}\right)}{3Lf_s}\right) \quad (3.225)$$

Na terceira etapa de operação, a corrente em  $S_I$  pode ser definida substituindo inicialmente (3.82) em (3.80). Substitui-se então (3.105) e (3.85) no resultado obtido, resultando em:

$$i_{S_I[t_2-t_3]}(t) = \frac{2}{3}i_L(t) - (i_o(t) + i_{C_o}(t)) \quad (3.226)$$

Finalmente, substituindo (3.98) em (3.226), obtém-se a corrente em  $S_I$  na terceira etapa de operação:



$$i_{S1_{[t_2-t_3]}}(t) = \frac{2}{3}i_L(t) - i_o(t) - 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{(3D-1)} \quad (3.227)$$

Porém, a corrente total de saída ( $i_{vo}$ ) é igual à corrente de saída ( $i_o$ ) no regime permanente. Portanto, a corrente que flui em de  $S_I$  na terceira etapa de operação é definida conforme a equação (3.228):

$$i_{S1_{[t_2-t_3]}}(t) = \frac{2}{3}i_L(t) - i_o(t) \quad (3.228)$$

A corrente que flui pelo indutor *boost* na terceira etapa de comutação é igual à definida para a primeira etapa de operação. Portanto, substituindo (3.194) em (3.228), obtém-se o valor da corrente que flui em de  $S_I$  na terceira etapa de operação:

$$i_{S1_{[t_2-t_3]}}(t) = -i_o + \frac{2}{3} \left( I_M - \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{L} t \right) \quad (3.229)$$

A corrente em  $S_I$  pode ser obtida substituindo (3.197) em (3.228), resultando em:

$$I_{S1_{[t_2-t_3]}} = \frac{2}{3}I_L - I_o = \frac{2}{3} \left( \frac{(mc+1)I_o}{(1-D)\eta} \right) - I_o = \frac{(2mc+2-(1-D)\eta)I_o}{3(1-D)\eta} \quad (3.230)$$

Na quarta, quinta e sexta etapas de operação,  $S_I$  encontra-se bloqueado, portanto, sua corrente é nula nestas etapas:

$$I_{S1_{[t_3-t_4]}} = I_{S1_{[t_4-t_5]}} = I_{S1_{[t_5-t_6]}} = 0 \quad (3.231)$$

O valor da corrente eficaz em  $S_I$  é definido aplicando-se o conceito de valor eficaz às equações (3.215), (3.222) e (3.229), resultando em:

$$I_{S1_{(ef)}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} (i_{S1_{[t_0-t_1]}}(t))^2 dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} (i_{S1_{[t_1-t_2]}}(t))^2 dt + \int_{\frac{T_s}{3}}^{DT_s} (i_{S1_{[t_2-t_3]}}(t))^2 dt \right]} \quad (3.232)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} \left( \frac{I_M}{3} - \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{3L} t \right)^2 dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} \left( \frac{2}{3} \left( I_M + \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{L} t \right) \right)^2 dt + \int_{\frac{T_s}{3}}^{DT_s} \left( -i_o + \frac{2}{3} \left( I_M - \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{L} t \right) \right)^2 dt \right]}$$

Igualmente, obtém-se o valor médio da corrente em  $S_I$  aplicando a definição de valor médio às equações (3.215) e (3.222), resultando em:

$$I_{S_I(med)} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} i_{S_I[t_0, t_1]}(t) dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} i_{S_I[t_1, t_2]}(t) dt + \int_{\frac{T_s}{3}}^{DT_s} i_{S_I[t_2, t_3]}(t) dt \right] \quad (3.233)$$

$$I_{S_I(med)} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} \left( \frac{I_M}{3} - \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{3L} t \right) dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} \left( \frac{2}{3} \left( I_m + \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{3} \right)}{L} t \right) \right) dt + \int_{\frac{T_s}{3}}^{DT_s} \left( -i_o + \frac{2}{3} \left( I_M - \frac{\left( V_i - \frac{V_o}{6} \right)}{L} t \right) \right) dt \right] \quad (3.234)$$

A corrente em  $S_I$  também pode ser obtida por meio dos valores médios em cada etapa. Substituindo (3.217), (3.222) em (3.230), obtém-se:

$$I_{S_I(med)} = \frac{I_{S_I[t_0-t_1]} + I_{S_I[t_1-t_2]} + I_{S_I[t_2-t_3]} + I_{S_I[t_3-t_4]} + I_{S_I[t_4-t_5]} + I_{S_I[t_5-t_6]}}{6} \quad (3.235)$$

$$I_{S_I(med)} = \frac{\frac{I_L}{3} + \frac{2I_L}{3} + \left( \frac{2I_L}{3} - I_o \right)}{6} = \frac{5I_L}{18} - \frac{I_o}{6}$$

Substituindo (3.197) em (3.232) e (3.235), obtém-se as equações das correntes eficaz e média de cada interruptor:

$$I_{S(ef)} = \frac{1}{3} \sqrt{(1+D)I_L^2 - 3(1-3D)I_o^2 + 4(1-3D)I_L I_o} \quad (3.236)$$

$$I_{S(med)} = \frac{5I_L}{18} - \frac{I_o}{6} \quad (3.237)$$

As equações (3.236) e (3.237) podem ser generalizadas, considerando o número de ramos do conversor:

$$I_{S(ef)} = \frac{1}{nr} \sqrt{(1+D)I_L^2 - 3(1-3D)I_o^2 + 4(1-3D)I_L I_o} \quad (3.238)$$

$$I_{S_{(med)}} = \frac{1}{2nr} \left( \frac{5I_L}{3} - I_o \right) \quad (3.239)$$

As equações (3.238) e (3.239) podem ser reescritas, considerando (3.1) e (3.186):

$$I_{S_{(ef)}} = \frac{I_o}{nr} \sqrt{3(3D-1) + \frac{4(mc+1)(3D-1)}{\eta(D-1)} + \frac{(mc+1)^2(D+1)}{\eta^2(D-1)^2}} \quad (3.240)$$

$$I_{S_{(med)}} = \frac{I_o}{6nr\eta} \left( \frac{5(1+mc) + 3\eta(D-1)}{(1-D)} \right) \quad (3.241)$$

A partir da análise das etapas de operação, verifica-se que; nas etapas ímpares, em que dois interruptores se encontram ativos, a corrente em  $S_1$  é igual a um terço da corrente que no indutor, e nas etapas pares, é igual a dois terços desse valor. Portanto, considerando (3.1), (3.223) e (3.186), obtém-se o valor da corrente de pico no interruptor:

$$I_{S_{(pico)}} = \frac{2}{3} \frac{(mc+1)I_o}{(1-D)\eta} \quad (3.242)$$

A Figura 3.46 apresenta as formas de ondas da tensão e corrente no interruptor para o conversor operando em MCC e na região  $R_2$ .

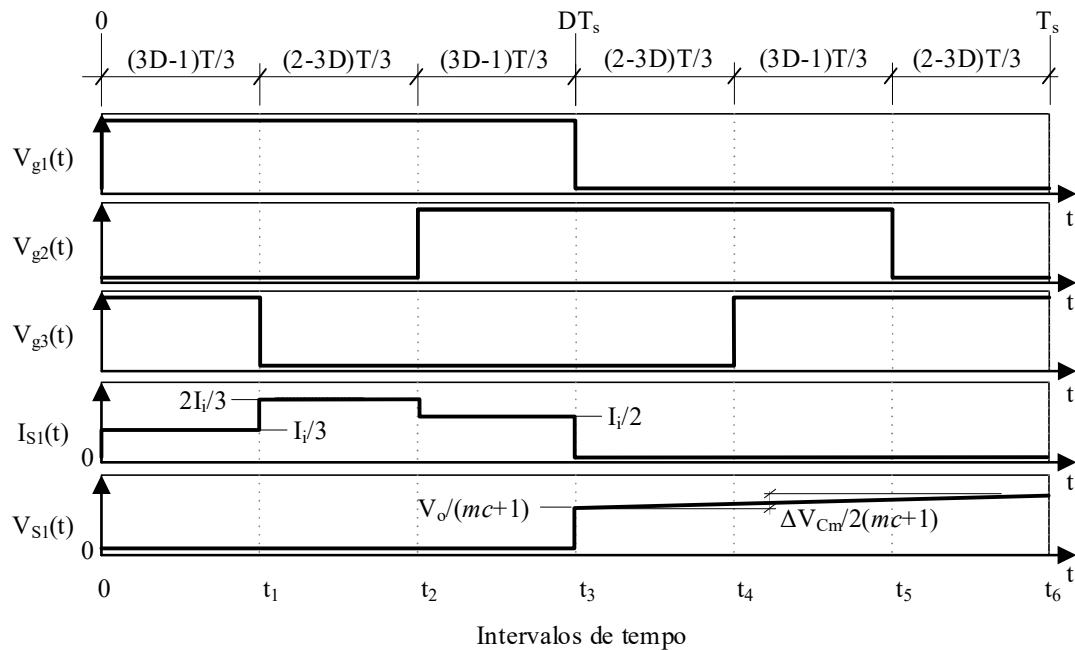


Figura 3.46: Corrente e tensão no interruptor  $S_1$ .

### 3.9.4 Diodos

Para o conversor operando com uma VMC,  $D_1$  e  $D_{m3}$  estão interligados em série entre si e em paralelo com a carga. Na primeira etapa de operação, estes diodos estão reversamente polarizados, portanto, considerando-os iguais, pode-se obter o valor de tensão em  $D_1$  por meio da equação (3.25), resultando em:

$$V_{D1[t_0-t_1]} = -\frac{V_o}{2} \quad (3.243)$$

Na segunda etapa, a tensão em  $D_1$  é igual à diferença da tensão de saída e o negativo da tensão no capacitor  $C_{m1}$ , conforme se verifica na Figura 3.19. Portanto, considerando (3.71), obtém-se a tensão nos terminais de  $D_1$  no segundo intervalo de operação.

$$V_{D1[t_1-t_2]} = -V_{C_{m1}} - V_o = \frac{V_o}{2} - V_o = -\frac{V_o}{2} \quad (3.244)$$

A partir da Figura 3.20, verifica-se que a tensão em  $D_1$  é igual a tensão no capacitor  $C_{m3}$  na terceira etapa de operação. Portanto, a tensão neste diodo é obtida substituindo (3.89) em (3.100):

$$V_{D1[t_2-t_3]} = V_{C_{m3}} = V_{S3} - V_o = \frac{V_o}{2} - V_o = -\frac{V_o}{2} \quad (3.245)$$

A tensão em  $D_1$  é nula na quarta etapa, visto que  $D_{m3}$  está bloqueado e não há corrente circulando em  $C_{m1}$  neste intervalo de tempo, conforme se verifica na Figura 3.21. Nas demais etapas de operação,  $D_1$  está conduzindo, portanto, idealmente, a tensão entre seus terminais é nula:

$$V_{D1[t_3-t_4]} = V_{D1[t_4-t_5]} = V_{D1[t_5-t_6]} = 0 \quad (3.246)$$

Finalmente, considerando as equações (3.243), (3.244), (3.245), (3.246) e a variação da tensão do capacitor na VMC, obtém-se a tensão máxima reversa nos diodos do estágio de saída do conversor, generalizada para  $mc$  VMCs:

$$V_{D_r} = -\frac{V_o}{(mc + 1)} - \frac{mc\Delta V_{C_m}}{4} = -V_{S(\max)} \quad (3.247)$$

Os valores instantâneo e médio da corrente nos diodos de saída do conversor podem ser obtidos a partir da análise da corrente em  $D_2$ , nas duas primeiras etapas de operação, visto que, nas

demais etapas, este diodo está reversamente polarizado e, portanto, sua corrente é nula. Nessas etapas, a corrente instantânea que flui em  $D_2$  é igual à corrente total de saída:

$$i_{D_2[t_0-t_1]} = i_{v_o[t_0-t_1]} \quad (3.248)$$

Substituindo (3.248) em (3.9), (3.10) e (3.30), obtém-se:

$$i_{D_2[t_0-t_1]} = \frac{V_o}{R_o} + 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{3D-1} t \quad (3.249)$$

Substituindo (3.248) em (3.50), (3.51) e (3.68), obtém-se:

$$i_{D_2[t_1-t_2]} = \frac{V_o}{R_o} + 3C_o \frac{\Delta V_o}{(2-3D)T_s} t \quad (3.250)$$

Os valores de corrente eficaz e média em cada diodo de saída podem ser calculados aplicando as definições de valor eficaz e médio às equações (3.249) e (3.250), considerando o período de comutação.

$$I_{D_{(ef)}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} (i_{D_2[t_0,t_1]}(t))^2 dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} (i_{D_2[t_1,t_2]}(t))^2 dt \right]} \quad (3.251)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} \left( \frac{V_o}{R_o} + 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{3D-1} t \right)^2 dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} \left( \frac{V_o}{R_o} + 3C_o \frac{\Delta V_o}{(2-3D)T_s} t \right)^2 dt \right]}$$

$$I_{D_{(med)}} = \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} (i_{D_2[t_0,t_1]}(t)) dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} (i_{D_2[t_1,t_2]}(t)) dt \right] \quad (3.252)$$

$$= \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{(3D-1)T_s}{3}} \left( \frac{V_o}{R_o} + 3C_o f_s \frac{\Delta V_o}{3D-1} t \right) dt + \int_{\frac{(3D-1)T_s}{3}}^{\frac{T_s}{3}} \left( \frac{V_o}{R_o} + 3C_o \frac{\Delta V_o}{(2-3D)T_s} t \right) dt \right]$$

Resolvendo as equações (3.251) e (3.252), obtém-se os valores eficaz e médio da corrente em cada diodo de saída do conversor proposto.

$$I_{D(ef)} = \frac{1}{3} \sqrt{\left( C_o^2 \Delta V_o^2 + 3C_o I_o \Delta V_o + 3I_o^2 \right) \left( \frac{(2-3D)}{f_s} + 6D - 2 \right)} \quad (3.253)$$

$$I_{D(med)} = \frac{I_o}{3} \quad (3.254)$$

As equações (3.253) (3.254) podem ser generalizadas, considerando o número de ramos do conversor:

$$I_{D(ef)} = \frac{1}{nr} \sqrt{\left( C_o^2 \Delta V_o^2 + 3C_o I_o \Delta V_o + 3I_o^2 \right) \left( \frac{(2-3D)}{f_s} + 6D - 2 \right)} \quad (3.255)$$

$$I_{D(med)} = \frac{I_o}{nr} \quad (3.256)$$

O valor de pico da corrente que flui nos diodos de saída pode ser obtido por meio da análise da corrente que no diodo  $D_2$ . Na segunda etapa de operação, a corrente neste diodo é igual à corrente no enrolamento  $T_2$  do autotransformador. Portanto, considerando (3.69), obtém-se:

$$I_{D2[t_1, t_2]} = I_{T2} = \frac{I_L}{3} = \frac{I_i}{3} \quad (3.257)$$

O valor médio da corrente na primeira etapa de operação pode ser definido por meio do valor médio da corrente em todo o período de comutação e na segunda etapa, definidos respectivamente pelas equações (3.254) e (3.257).

$$I_{D(med)} = \frac{I_{D2[t_0, t_1]} + I_{D2[t_1, t_2]}}{6} \rightarrow \frac{I_o}{3} = \frac{I_{D2[t_0, t_1]} + \left( \frac{I_i}{3} \right)}{6} \rightarrow \quad (3.258)$$

$$I_{D2[t_0, t_1]} = 2I_o - \frac{I_i}{3}$$

A partir das equações (3.257) e (3.258), verifica-se que a máxima corrente que no diodo é aproximadamente igual ao seu valor na segunda etapa de operação, conforme a equa (3.259)

Finalmente, é possível traçar o gráfico das formas de ondas de corrente e tensão em um dos diodos de saída do conversor. Na Figura 3.47, são apresentadas as formas de ondas de tensão e corrente referentes ao diodo  $D_1$ .

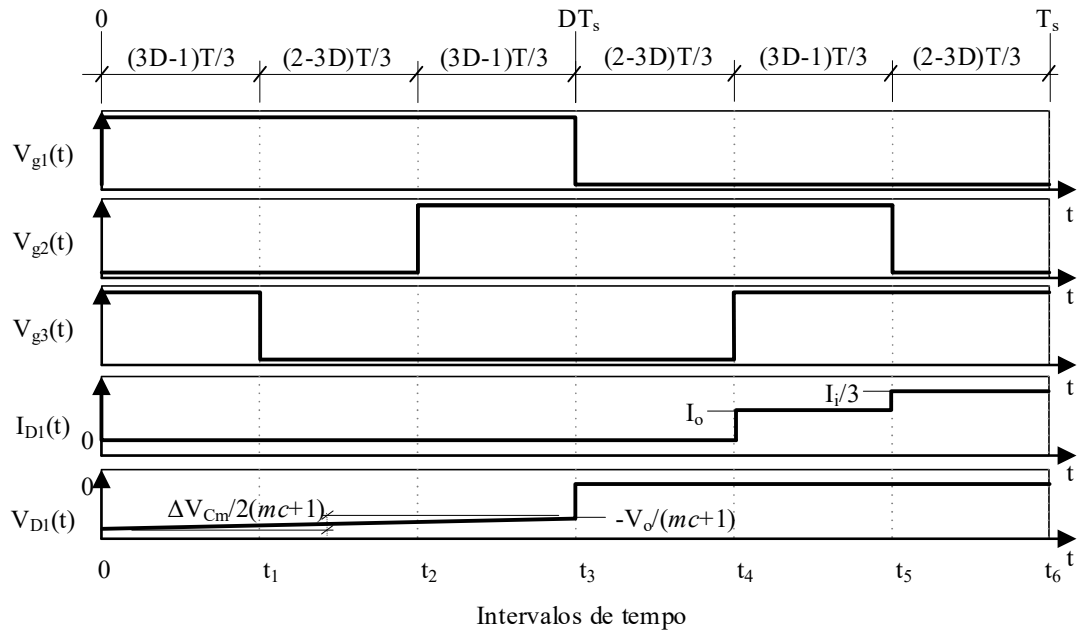


Figura 3.47: Corrente e tensão em  $D_1$ .

### 3.10 Estudo de perdas e rendimento teórico

O rendimento teórico do conversor proposto pode ser obtido a partir do conhecimento das perdas em seus componentes. A perda total pode ser estimada conforme a equação (3.260).

$$P_T = P_{Tr} + P_L + 3 \times P_S + 3 \times P_D + 6 \times P_{Dm} \quad (3.260)$$

As perdas são expressas em watts e as siglas utilizadas representam as perdas nos componentes, conforme abaixo:

- $P_{Tr}$ : perdas no autotransformador;
- $P_L$ : perdas no indutor;
- $P_S$ : perdas em cada interruptor;
- $P_D$ : perdas em cada diodo de saída;
- $P_{Dm}$ : perdas em cada diodo da VMC.

As perdas nos interruptores são associadas ao processo de condução ( $P_{Scond}$ ) e comutação ( $P_{Scomut}$ ). A resistência entre o dreno e a fonte ( $R_{ds}$ ) é a principal responsável pelas perdas quando o interruptor está conduzindo e a frequência de operação ( $f_s$ ), associada aos tempos de subida ( $t_r$ ) e descida ( $t_f$ ), determinam as perdas quando o interruptor está em processo de comutação. Os valores de  $R_{ds}$ ,  $t_r$  e  $t_f$  são disponibilizados no *datasheet* do fabricante do interruptor.

$$P_{Scond} = R_{DS} \times I_{S(ef)}^2 \quad (3.261)$$

$$P_{Scomut} = \frac{f_s}{2} \times (t_r + t_f) \times I_{S(ef)} \times V_S \quad (3.262)$$

As perdas nos diodos de saída e da célula multiplicadora podem ser obtidas por meio da queda de tensão quando em condução ( $V_f$ ) e o valor de corrente média, conforme apresentado nas equações (3.263) e (3.264):

$$P_D = V_f \times I_D + r_d \times I_{D(ef)}^2 \quad (3.263)$$

$$P_{Dm} = V_f \times I_{Dm} + r_d \times I_{Dm(ef)}^2 \quad (3.264)$$

Conforme apresentado na Figura 3.48, os interruptores são responsáveis pela maior parcela de perdas referentes aos elementos semicondutores do conversor, que se tornam mais significativas com o aumento da carga.

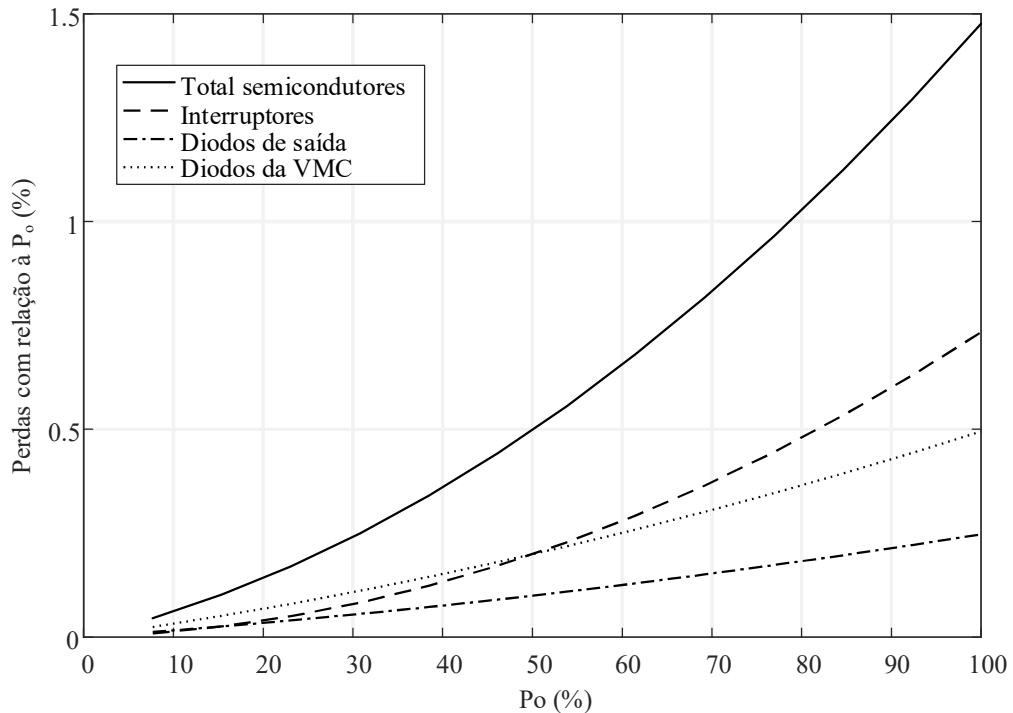


Figura 3.48: Perdas nos componentes semicondutores do conversor proposto em função da carga.

As perdas totais no indutor são definidas pela soma das perdas magnéticas no núcleo de ferrite ( $P_{Lmag}$ ) e perdas no cobre da bobina ( $P_{Lcu}$ ), calculadas conforme (3.265) e (3.266):



$$P_{Lmag} = \Delta B^{2,4} \times (K_H \times f_L + K_E \times f_L^2) \times V_e \quad (3.265)$$

$$P_{Lcu} = \frac{\rho \times l_t \times N_L \times I_L^2}{n_L \times S_L} \quad (3.266)$$

Os símbolos utilizados são apresentados abaixo:

- $\Delta B$ : variação de fluxo magnético ( $\Delta B = 0,15$  T);
- $K_H$ : coeficiente de perdas por histerese ( $K_H = 4 \times 10^{-5}$ );
- $K_E$ : coeficiente de perdas por correntes parasitas ( $K_E = 4 \times 10^{-10}$ );
- $f_L$ : frequência de operação do indutor ( $f_L = 3 f_s$ );
- $V_e$ : volume do núcleo ( $\text{cm}^3$ );
- $\rho$ : resistividade do cobre a  $70^\circ\text{C}$  ( $\rho = 2,078 \times 10^{-6} \Omega\text{cm}$ );
- $l_t$ : comprimento médio de uma espira (cm);
- $N_L$ : número de espiras;
- $n_L$ : número de condutores em paralelo;s
- $S_L$ : área da seção transversal do condutor de cobre ( $\text{cm}^2$ ).

Considerando-se (3.265) e (3.266), obtém-se as perdas totais no indutor:

$$P_L = P_{Lmag} + P_{Lcu} = \Delta B^{2,4} \times (K_H \times f_L + K_E \times f_L^2) \times V_e + \frac{\rho \times l_t \times N_L \times I_L^2}{n_L \times S_L} \quad (3.267)$$

Assim como o indutor, o autotransformador apresenta perdas magnéticas ( $P_{Tmag}$ ) e no cobre ( $P_{Tcu}$ ), calculadas conforme (3.268) e (3.269). As perdas totais no autotransformador ( $P_{Tr}$ ) são calculadas conforme (3.270).

$$P_{Tmag} = \Delta B^{2,4} \times (K_H \times f_T + K_E \times f_T^2) \times V_e \quad (3.268)$$

$$P_{Tcu} = \frac{3 \times \rho \times l_t \times N_T \times I_T^2}{n_T \times S_T} \quad (3.269)$$

$$P_{Tr} = P_{Tmag} + P_{Tcu} = \Delta B^{2,4} \times (K_H \times f_T + K_E \times f_T^2) \times V_e + \frac{2 \times \rho \times l_t \times N_T \times I_T^2}{n_T \times S_T} \quad (3.270)$$

Com relação às perdas nos elementos magnéticos, verifica-se a partir da Figura 3.49 que as perdas no autotransformador são mais significativas, principalmente para baixos valores de carga. As perdas magnéticas dependem das características construtivas do núcleo, como volume e material de construção, enquanto as perdas no cobre dependem sobretudo da carga do elemento. Portanto, para valores inferiores de potência, as perdas no autotransformador são mais significativas, visto que ele possui maior volume do que o indutor. Porém, à medida que a potência se torna mais significativa, a diferenças entre as perdas no autotransformador e indutor diminuem, visto que as perdas no cobre tendem a aumentar, enquanto as perdas magnéticas não são alteradas. Quando a carga corresponde a aproximadamente 40% da potência de saída, as perdas nestes componentes se igualam e a partir de então as perdas no indutor tornam-se cada vez mais significativas com relação às perdas no autotransformador.

As perdas totais no conversor em função da potência de saída são apresentadas na Figura 3.50. Verifica-se que as perdas nos elementos magnéticos são mais significativas, porém a contribuição dos elementos semicondutores aumenta de forma mais significativa do que a dos magnéticos com o aumento da carga.

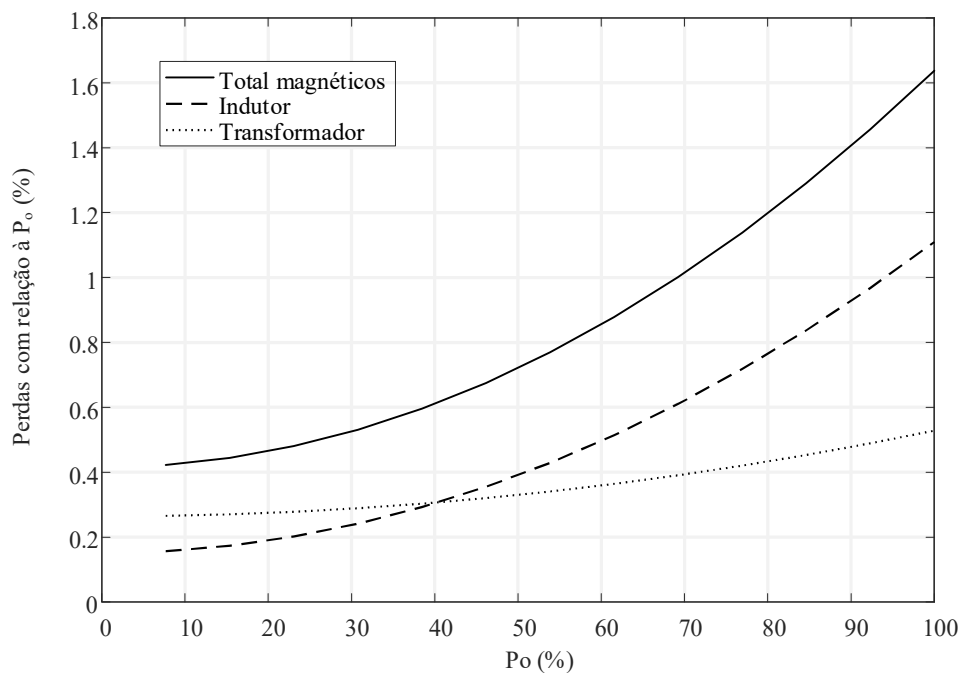


Figura 3.49: Perdas nos elementos magnéticos do conversor proposto em função da carga.

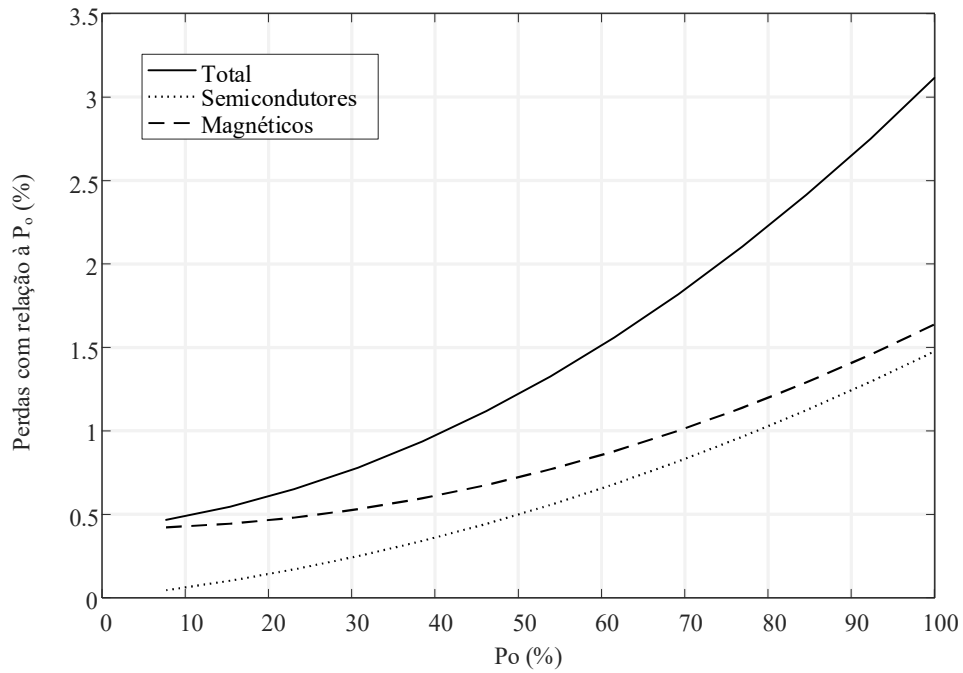


Figura 3.50: Perdas totais no conversor proposto em função da carga.

O percentual de perdas na potência nominal é apresentado na Figura 3.51 em que se verifica que as maiores perdas do conversor ocorrem no indutor e interruptores.

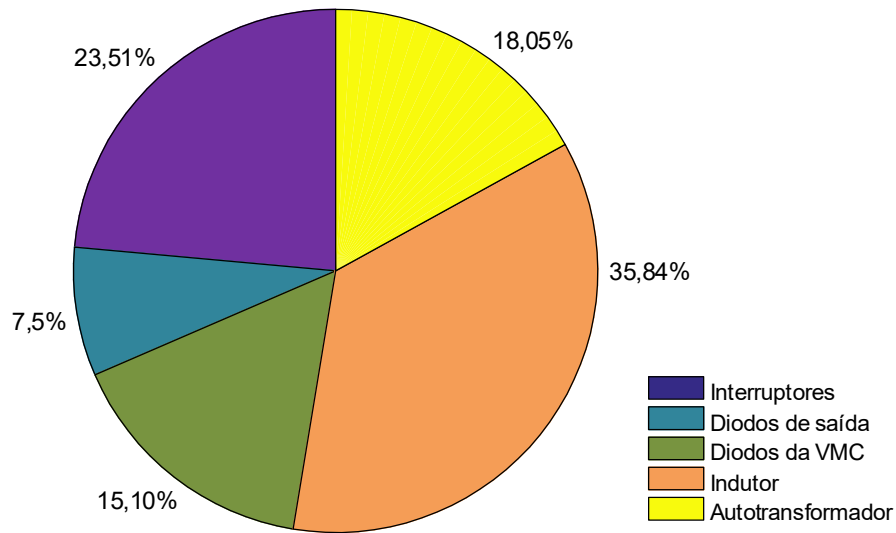


Figura 3.51: Percentual de perdas na potência nominal.

A partir do conhecimento das perdas nos componentes do conversor, é possível obter seu rendimento, calculado conforme (3.271).

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_T} \quad (3.271)$$

O rendimento teórico do conversor em função da carga é apresentado na Figura 3.52:

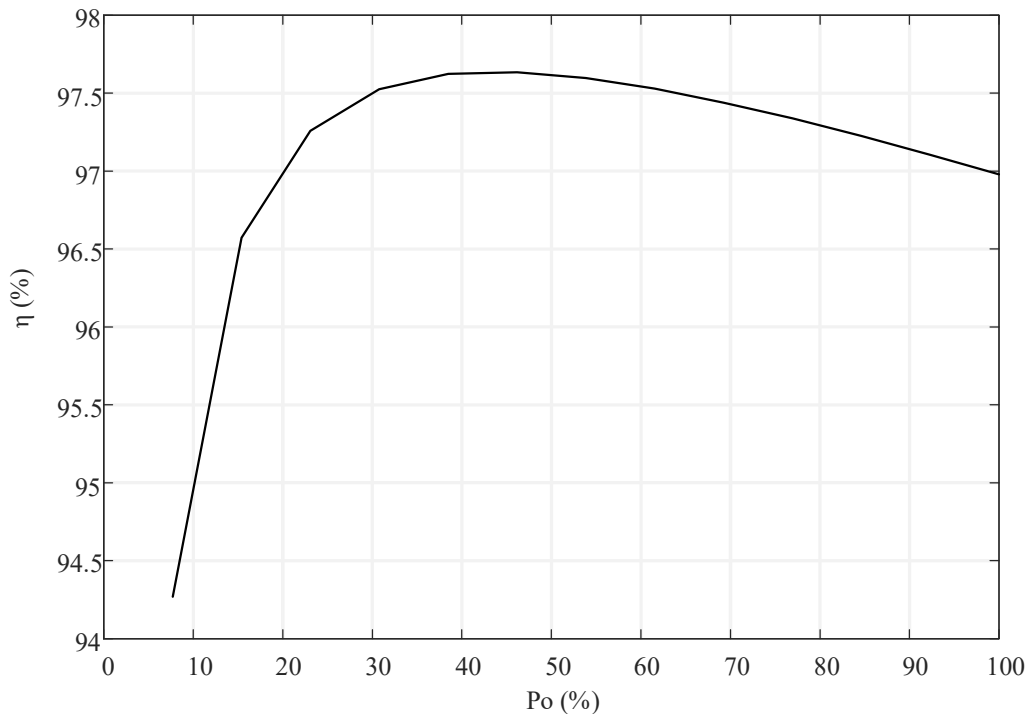


Figura 3.52: Rendimento teórico do conversor proposto em função da carga.

Verifica-se que o conversor apresenta melhor rendimento para cargas situadas no intervalo entre 30 e 60% da potência nominal. A partir de 50%, o rendimento tende a diminuir devido principalmente às perdas no cobre e de condução nos interruptores, que variam com o quadrado da corrente eficaz.

### 3.11 Comparação do conversor proposto com outras topologias similares

Este item apresenta uma comparação do conversor proposto com outras topologias similares e mais recentes, apresentadas previamente na revisão bibliográfica, em termos de ganho de tensão, números de componentes, esforços de tensão nos elementos semicondutores em função da tensão de saída e demais características pertinentes. Dentre os vários tipos de conversores de alto ganho apresentados, os conversores entrelaçados se destacam, sendo os mais utilizados em aplicações de potências mais elevadas, devido principalmente a uma maior densidade de potência, redução dos componentes magnéticos e maior capacidade de processamento de corrente de entrada, devido ao compartilhamento entre os ramos de entrada e menores esforços de corrente nos

componentes semicondutores [53]. Como mencionado anteriormente, técnicas distintas de elevação de tensão podem ser combinadas com os conversores entrelaçados para aumentar o ganho de tensão e diminuir os esforços de tensão nos interruptores, em que deve haver um compromisso entre o ganho de tensão requerido e o número de componentes necessários, de forma a não prejudicar o rendimento e a densidade de potência do conversor, além do custo e complexidade do projeto [7].

Conforme apresentado no item 2.2.4, várias estruturas de conversores entrelaçados de alto ganho são encontrados na literatura atual, porém a grande maioria é adequada ao emprego em aplicações de baixas potências, em que, dentre as topologias encontradas, apenas as apresentadas em [27], [32] e [35] processam potências acima de 1 kW. A Tabela 3.5 apresenta as principais características dos conversores CC-CC elevadores de alto ganho de tensão entrelaçados, apresentados na revisão de bibliografia, em que  $n$  se refere à relação espiras dos indutores acoplados,  $n_T$  é a relação de transformação dos transformadores e  $N$  é o número de estados da MSSC. Embora o conversor apresentado em [36] se destaque por empregar potência de 3 kW, o ganho do conversor é inferior a cinco, o que o desqualifica como conversor de alto ganho e, portanto, não é considerado na comparação. Embora o ganho de tensão possa ser aumentado em função do aumento da relação de transformação dos enrolamentos adicionais inseridos no autotransformador de alta frequência, isto resultaria em um aumento do volume do conversor, impactando na sua densidade de potência.

Uma comparação entre as topologias listadas na Tabela 3.5 é apresentada na Figura 3.53, em que é apresentada a relação entre o ganho de tensão e a razão cíclica, e na Figura 3.54, em que é apresentada a tensão no interruptor, normalizada com relação à tensão de saída. De forma a possibilitar uma análise consistente, a relação de espiras ( $n$  e  $n_T$ ) e o número de VMCs são considerados unitários. Para a configuração considerada, verifica-se que a topologia proposta não é a que apresenta maior ganho, porém ela permite o aumento da potência nominal e ganho de tensão, com base numa estrutura modular, ao contrário de [29], [32] e [34]. Embora a maior potência seja alcançada em [35], esta topologia apresenta o maior esforço de tensão nos interruptores, em comparação com a tensão de saída, além de apresentar baixo rendimento e ganho de tensão reduzido com relação às demais topologias.

Tabela 3.5: Comparação do conversor proposto com outras topologias similares.

Parâmetro	Conversor proposto	[29]	[30]	[31]	[32]	[27]	[33]	[34]	[35]	
Interruptores	$(N-1)$	2	2	2	4	2	2	6	3	
Diodos	$N+3mc$	5	$2 \cdot mc$	7	2	4	$2 \cdot mc+2$	—	12	
Capacitores	$Nmc+1$	4	$2 \cdot mc$	7	4	4	$2 \cdot mc+2$	4	2	
Núcleos	2	2	2	1	4	2	2	3	4	
Ganho ( $V_o/V_i$ )	$\frac{mc+1}{1-D}$	$\frac{3n+1}{1-D}$	$\frac{2mc}{1-D}$	$\frac{2n+1}{1-D}$	$\frac{2(n+2)}{1-D}$	$\frac{2n+2}{1-D}$	$\frac{2n+4}{1-D}$	$\frac{3}{1-D}$	$\frac{2n_T}{3(1-D)}$	
$V_{S(\max.)}/V_o$	$\frac{1}{mc+1}$	$\frac{1}{3n+1}$	$\frac{1}{2mc}$	$\frac{1}{2n+1}$	$\frac{1}{2(n+2)}$	$\frac{1}{2n+2}$	$\frac{1}{2n+4}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{n_T}$	
Especificações	$P_o$	1,3 kW	400 W	200 W	800 W	1 kW	1 kW	320 W	300 W	4 kW
	$\eta$	97,35%	97%	96%	92%	96%	95,6%	94,7%	90%	90,2%
	$V_i$ $V_o$	42 V 330 V	40 V 400 V	20 V 400 V	32 V 800 V	35 V 500 V	40 V 380 V	20 V 400 V	24 V 230 V	90 V 450 V
	$f_s$	22 kHz	50 kHz	50 kHz	118 kHz	40 kHz	80 kHz	50 kHz	20 kHz	25 kHz
Terra comum	Sim	Sim	Não	Não	Sim	Sim s	Sim	Não	Não	
Circuito de comando isolado	Não	Não	Não	Não	Sim	Não	Não	Sim	Não	
Modularidade	$\frac{G}{P_o}$	Não	$\frac{G}{P_o}$	$G$	Não	Não	$G$	Não	$\frac{G}{P_o}$	
Comutação suave	Não	Sim	Não	Sim	Sim	Sim	Sim	Não	Não	
Capacitores eletrolíticos	Não	Sim	Não	Não	Sim	Sim	Sim	NA	Não	

Embora muitos trabalhos disponíveis na literatura visem o ganho de tensão como critério primordial na concepção de novas topologias, verifica-se que outros critérios devem ser levados em consideração para que o conversor proposto seja de fato aplicável, como: elementos magnéticos com dimensões reduzidas, de forma a melhorar a densidade de potência; possibilidade de processamento de potência significativa, em função da aplicação; boa distribuição de calor gerado entre seus componentes; dentre outros. Vale ressaltar que o conversor *boost* MSSC-VMC agrega algumas características de destaque, que incluem, além das supracitadas, compartilhamento equilibrado de corrente sem a necessidade de esquemas de controle especiais; conexão de

aterramento comum envolvendo a fonte de entrada, interruptores e a carga; modularidade inerente que permite elevar o ganho de tensão e níveis de potência; esforços de tensão e corrente reduzidos nos componentes semicondutores e ausência de capacitores eletrolíticos.

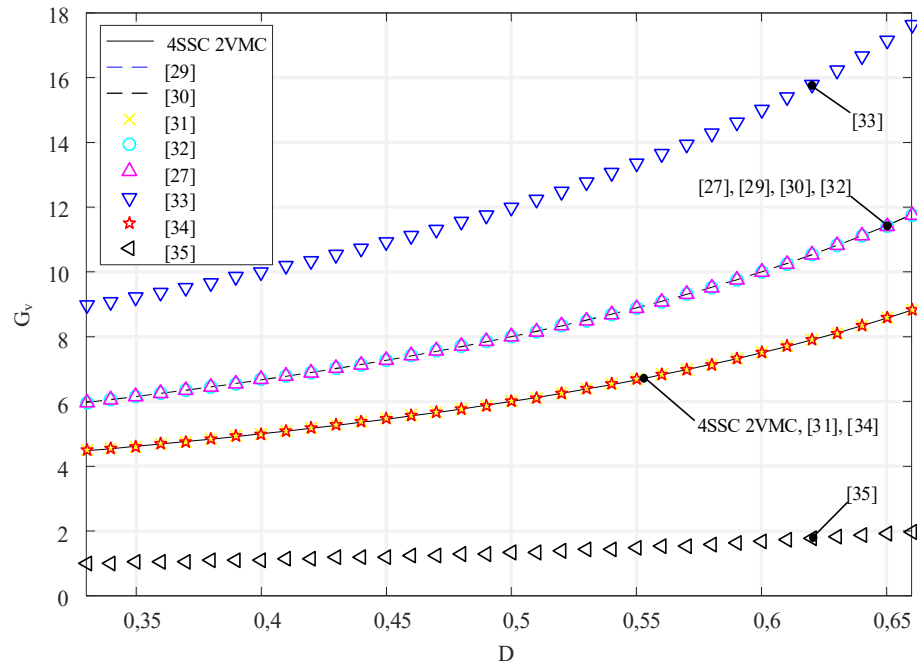


Figura 3.53: Comparação entre o conversor proposto e topologias similares: ganho de tensão em função da razão cíclica na região  $R_2$ .

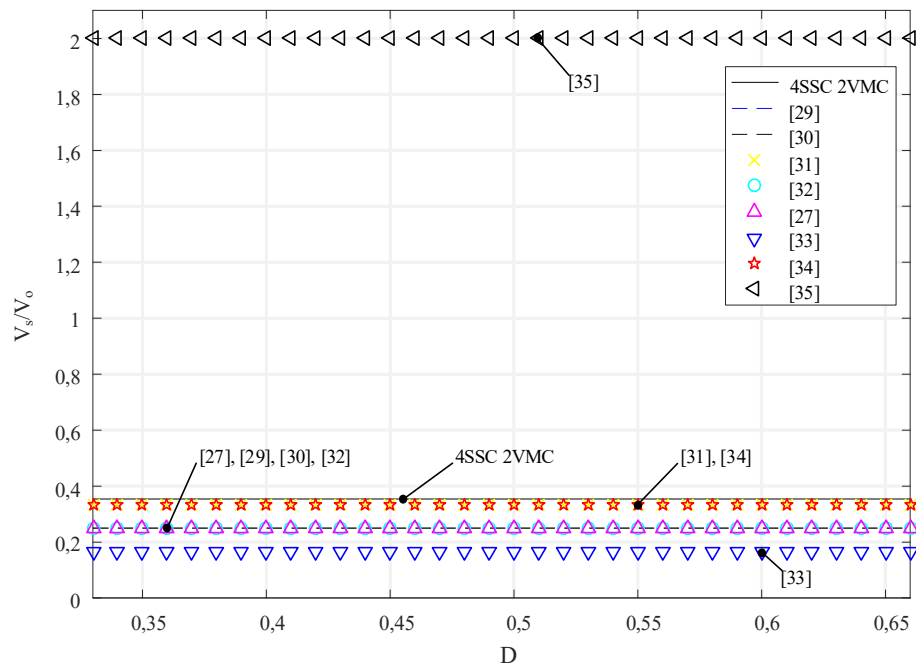


Figura 3.54: Comparação entre o conversor proposto e topologias similares: esforços de tensão nos interruptores normalizados ( $V_s/V_o$ ) em função da razão cíclica na região  $R_2$ .

Cada uma das topologias estudadas na revisão bibliográfica possui seus prós e contras, a depender da aplicação a que se destina. Na maioria destas o rendimento é comprometido significativamente com o aumento da potência. As estruturas que fazem uso do entrelaçamento de conversores aliado a uma outra técnica, como indutores acoplados, e sistemas de grampeamento de picos de tensão nos interruptores, se destacam por permitir o emprego do conversor em potências superiores e com alto ganho de tensão, porém em todas estas, faz-se necessário o emprego de alguma técnica de controle para o correto balanceamento de corrente entre os braços do conversor. Verifica-se que a topologia proposta neste trabalho, baseada na MSSC e VMC, é capaz de oferecer boa densidade de potência, compartilhamento equilibrado de corrente, amplo ganho de tensão e ainda é capaz de operar em valores de potência significativos, da ordem de algumas unidades de quilowatts.

### **3.12 Considerações finais**

Neste capítulo os critérios adotados para a concepção da família de conversores MSSC-VMC foram definidos e as topologias básicas apresentadas. Foi realizado o equacionamento do conversor *boost* 4SSC-VMC, a partir da análise de suas etapas de operação, considerando sua operação em MCC e na região  $R_2$ , utilizando uma e duas VMCs. Foram apresentadas as equações para os cálculos dos componentes do conversor, bem como seus esforços de tensão e corrente. Esta topologia foi comparada a outras similares, disponíveis na literatura atual, em que se verificou que, dentre todas as estruturas estudadas, é a única que pode ser empregada em aplicações de potência significativas – da ordem de algumas unidades de watts, aliado à boa densidade de potência, não necessidade de técnicas de controle para o compartilhamento equilibrado de corrente entre seus braços e amplo ganho de tensão, sem fazer uso de enrolamentos adicionais no autotransformador de alta frequência.

Constatou-se que a família de conversores proposta é capaz de fornecer ampla taxa de conversão de tensão, possibilita o compartilhamento equilibrado da corrente entre seus ramos e os esforços em seus componentes semicondutores são reduzidos. Nas etapas em que a carga não é alimentada diretamente pela energia armazenada no capacitor de saída, a potência é transferida diretamente da fonte para a carga, sem ser processada pelos interruptores; o que contribui para um melhor rendimento do conversor. Os interruptores estão fisicamente conectados a uma mesma



referência, o que implica a equipotencialização dos referenciais de tensão dos interruptores, fonte e carga. Portanto, não há a necessidade de isolamento para o sistema de acionamento, facilitando a concepção do circuito de comando. Estas características podem ser consideradas como diferenciais do conversor proposto com relação às topologias similares, como a maioria dos conversores entrelaçados, por exemplo.

A distribuição igualitária da corrente entre os ramos do conversor e o número razoável de componentes contribui para uma melhor distribuição de perdas, otimizando a dissipação de calor, contribuindo para o aumento da vida útil dos componentes (em especial dos semicondutores), e melhorando o rendimento do conversor. Adicionalmente, a estrutura proposta possui boa densidade de potência, em função do volume reduzido de seus componentes magnéticos.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 4.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta o roteiro de projeto e resultados de simulação do conversor *boost* 4SSC-VMC e 4SSC-2VMC, operando em MCC e na região  $R_2$ , em que o principal objetivo é validar as considerações teóricas e equacionamentos realizados. Inicialmente é realizado o dimensionamento do conversor, em que os valores de seus componentes são definidos a partir do equacionamento apresentado no capítulo anterior e o ponto de operação adotado. O circuito resultante é então simulado, considerando todos os componentes ideais, utilizando o *software* PSIM, bem como os resultados obtidos são apresentados e discutidos. Finalmente, o conversor proposto é comparado com as topologias similares, apresentadas na revisão bibliográfica, em que uma análise qualitativa é realizada.

### 4.2 Definição do ponto de operação e variáveis calculadas

Para a definição do ponto de operação, buscou-se aquele mais próximo dos considerados para os conversores de alto ganho de tensão, apresentados na revisão bibliográfica, de modo a possibilitar uma comparação justa com estas topologias. O ponto de operação definido para a simulação é apresentado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Ponto de operação definido para o conversor proposto.

Parâmetro	4SSC-VMC	4SSC-2VMC
Tensão de entrada ( $V_i$ )	42 V	42 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	233 V	350 V
Potência de saída ( $P_o$ )	1,3 kW	1,3 kW
Frequência de comutação ( $f_s$ )	22 kHz	22 kHz
Razão cíclica ( $D$ )	0,64	0,64
Variação na tensão de saída ( $\Delta V_o$ )	1%	1%
Variação na corrente de entrada ( $\Delta I_i$ )	5%	5%
Variação na tensão no capacitor da VMC	20% de $V_o$	15% de $V_o$
Indutor <i>boost</i> ( $L$ )	28 $\mu$ H	28 $\mu$ H
Capacitor de saída ( $C_o$ )	2,47 $\mu$ F	2,28 $\mu$ F
Capacitor da célula multiplicadora ( $C_m$ )	3,35 $\mu$ F	3 $\mu$ F
Resistência de saída ( $R_o$ )	41,88 $\Omega$	94,23 $\Omega$

As variações de tensão nos capacitores das VMC foram definidas de forma a se obter o mesmo valor de capacitância para o conversor utilizando uma ou duas VMCs. Os valores dos componentes foram obtidos conforme o equacionamento apresentado no item 3.8. A partir do ponto de operação definido e valores dos componentes calculados, os esforços de tensão e corrente são calculados conforme o item 3.9. Essas variáveis, bem como as obtidas computacionalmente, são apresentadas e comparadas na Tabela 4.2.

### 4.3 Resultados de simulação

De forma a permitir uma boa visualização das formas de ondas e compreensão do comportamento do conversor, o Powersim foi configurado para apresentar 3 ciclos completos no período estacionário. Objetiva-se validar o equacionamento realizado a partir da comparação dos valores calculados com os apresentados por meio de simulação. Os sinais de comando aplicados nos interruptores são apresentados na Figura 4.1:

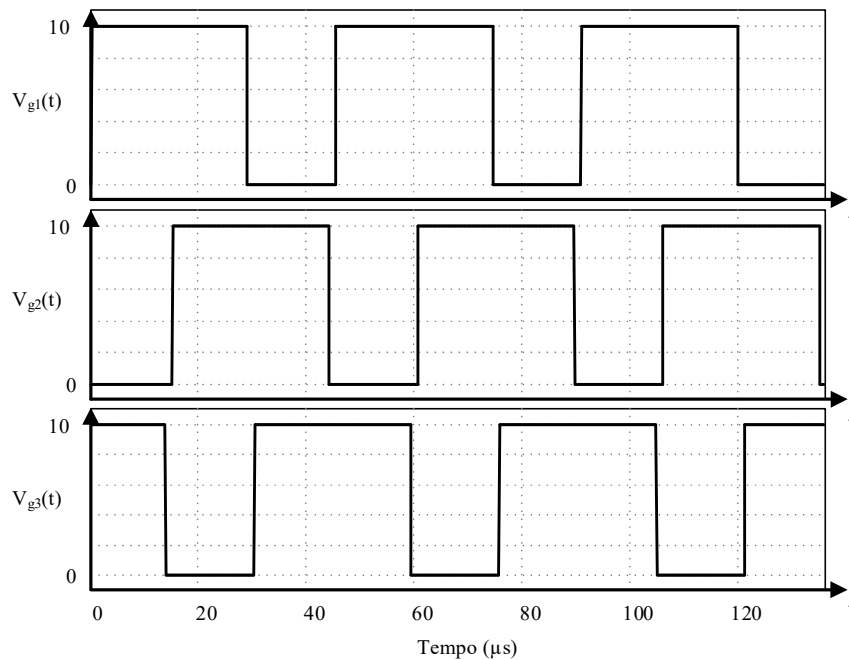


Figura 4.1: Sinais de comando aplicados nos interruptores.

Verifica-se um defasamento de  $120^\circ$  entre os sinais aplicados e a sobreposição de dois interruptores, caracterizando a operação na região  $R_2$ . O conversor se encontra muito próximo do limite desta região de operação, visto que a razão cíclica considerada é de 0,64 e a região  $R_3$  tem início a partir de 0,66.

A Figura 4.2 apresenta as tensões de entrada e saída, em que se verifica que o conversor proporcionou o ganho de tensão esperado e a ondulação da tensão de saída permanece dentro do limite estipulado de 1%.

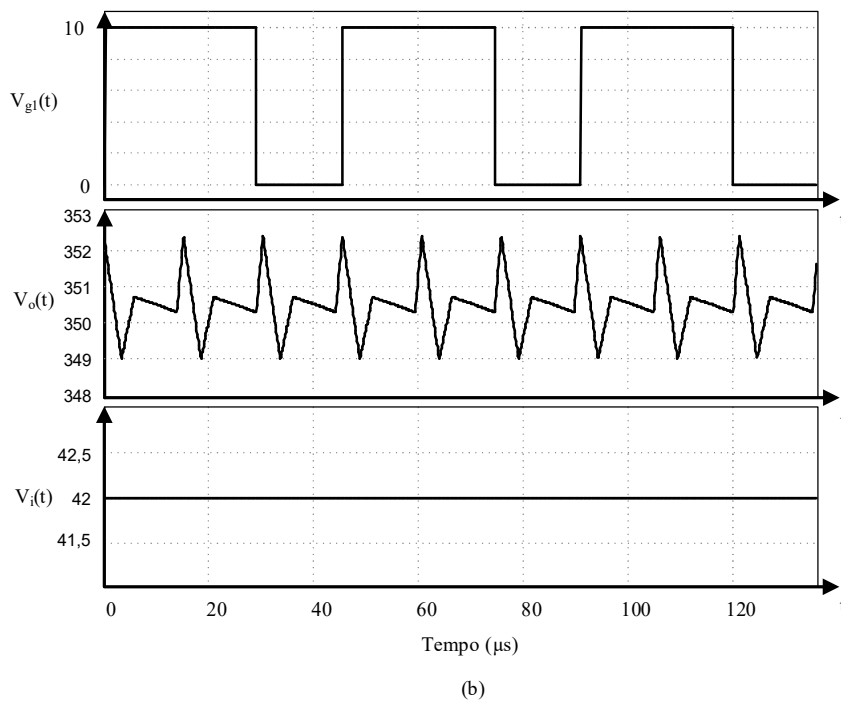
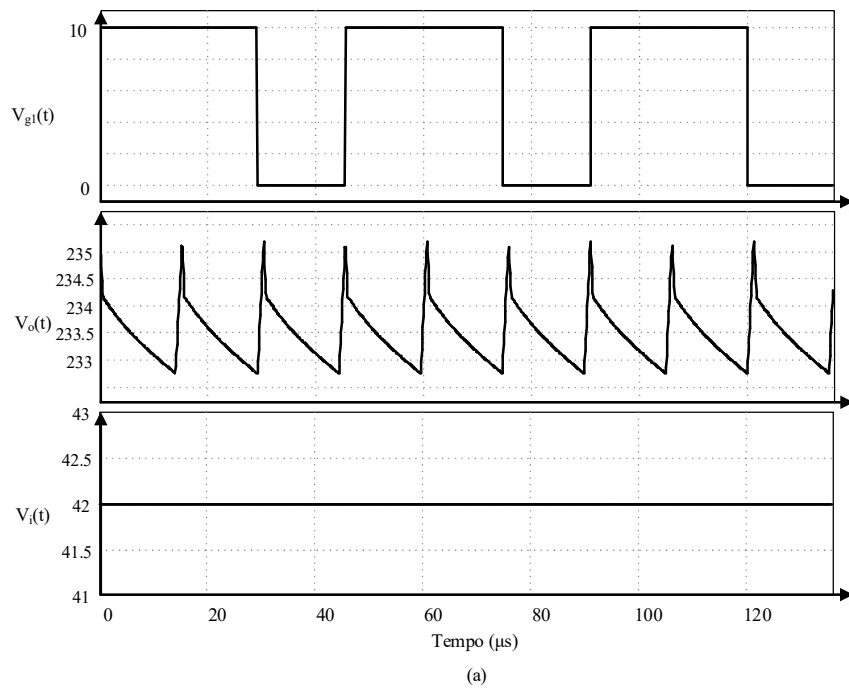
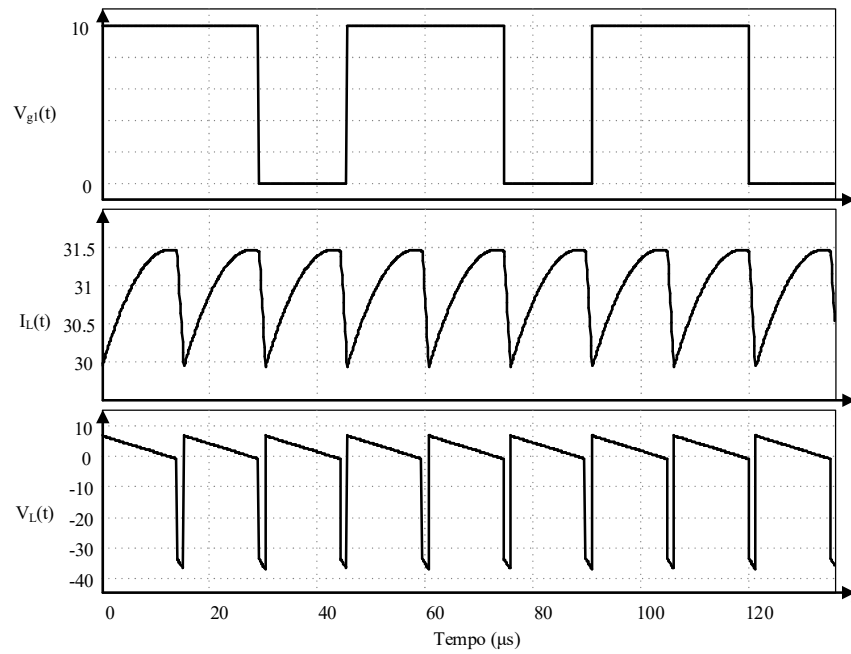
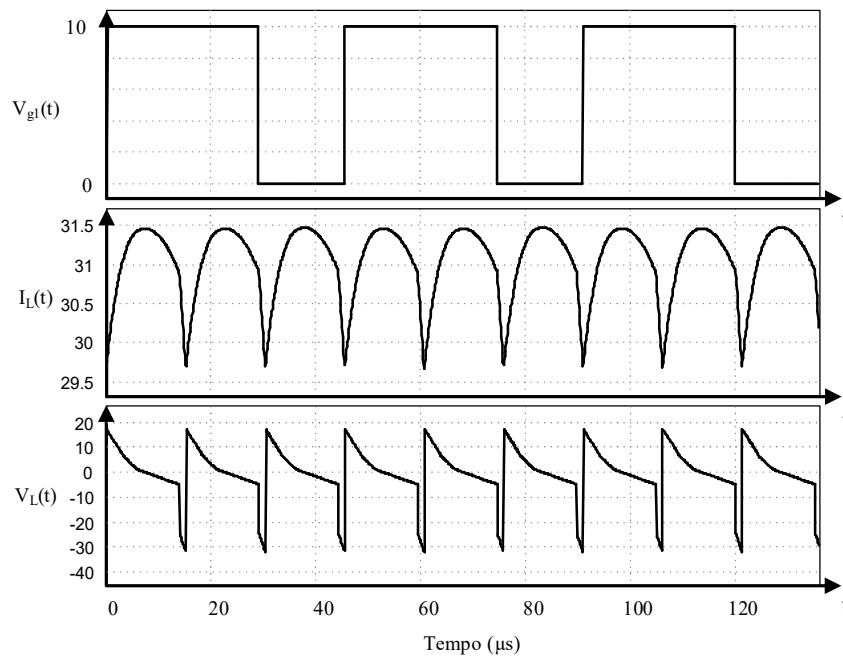


Figura 4.2: Sinal de comando aplicado em  $S_l$ , tensões de entrada e saída: (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC.

As formas de ondas do sinal de comando aplicado em  $S_1$ , tensão e corrente no indutor, são apresentadas na Figura 4.3:



(a)



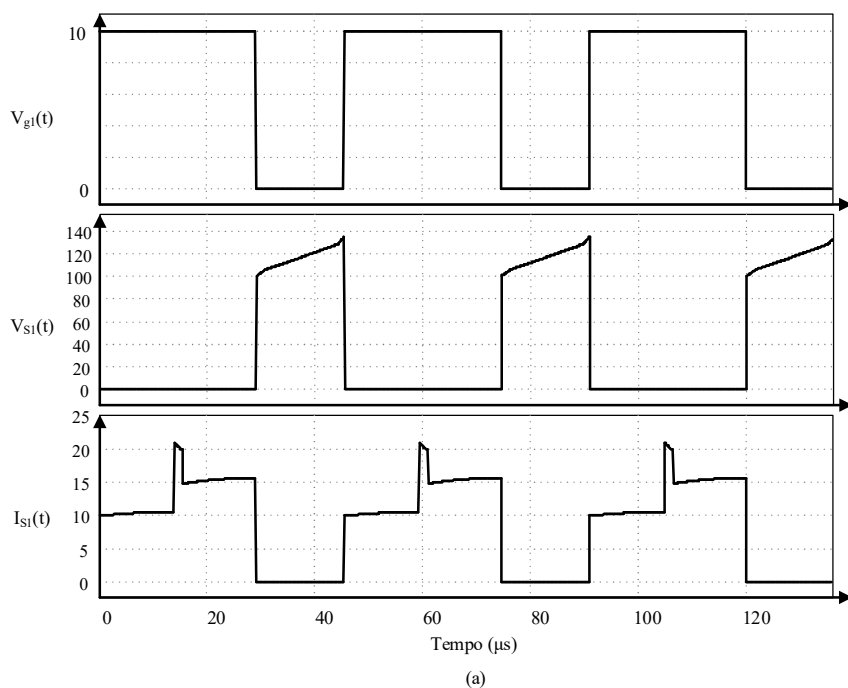
(b)

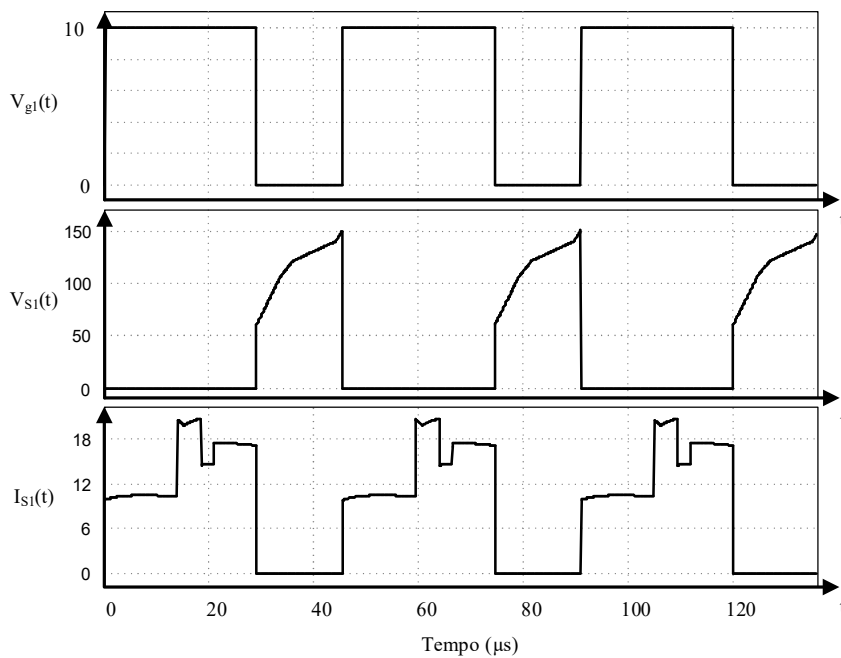
Figura 4.3: Sinal de comando aplicado em  $S_1$ , tensão e corrente no indutor: (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC.

Verifica-se que a frequência da corrente no indutor é igual a três vezes a frequência do conversor e não se anula em nenhum momento durante o período de comutação, caracterizando a

operação em MCC. A razão cíclica impacta na forma de onda da corrente no indutor, pois influencia no tempo em que este permanece carregando. Para o ponto de operação definido, a razão cíclica encontra-se muito próxima da região  $R_3$ , ou seja, o tempo de carregamento do indutor é elevado e o tempo de descarregamento, muito curto. Portanto, ao invés da característica quase linear apresentada nos itens 3.5 e 3.6 (considerada no equacionamento do conversor, respectivamente para uma e duas VMCs, em que foi adotada razão cíclica de 0,5), na Figura 4.3, verifica-se uma forma de onda mais arredondada, visto que a razão cíclica definida para o ponto de operação é de 0,64.

A Figura 4.4 apresenta as formas de ondas para os sinais de tensão e corrente em  $S_1$ . A tensão no interruptor apresenta seu valor máximo no final do período de comutação, aproximadamente igual a um terço da tensão de entrada, conforme esperado. Verifica-se que a máxima corrente no interruptor é equivalente a dois terços da corrente no indutor. Esforços reduzidos de tensão e corrente, bem como a utilização de componentes com baixa resistência dinâmica proporcionam menores perdas por condução e comutação nos interruptores. A adição de uma VMC implica na alteração da forma de onda da tensão e corrente no interruptor, porém, conforme já mencionado, não há alteração dos valores máximos e mínimos especificados em projeto, bem como de seus valores médios.

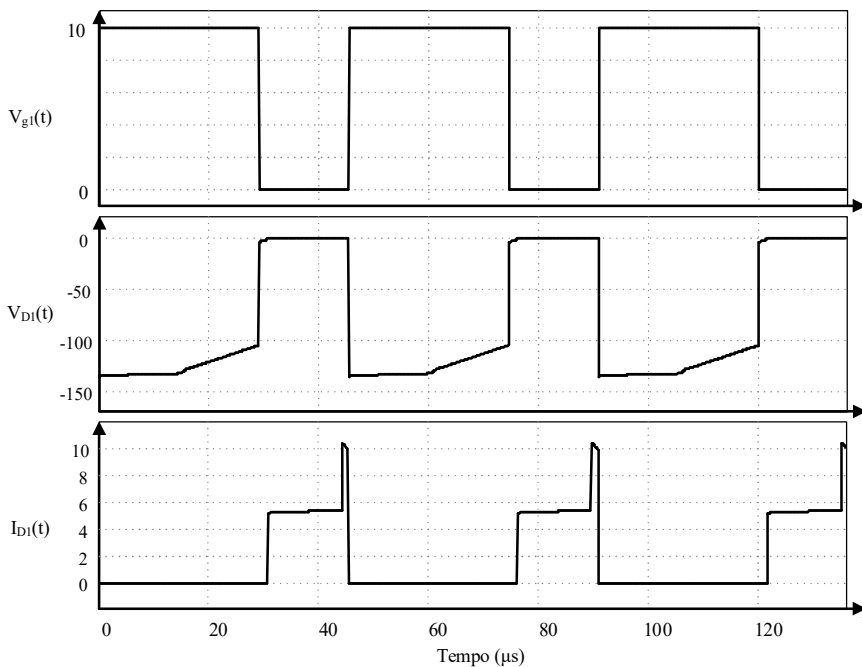




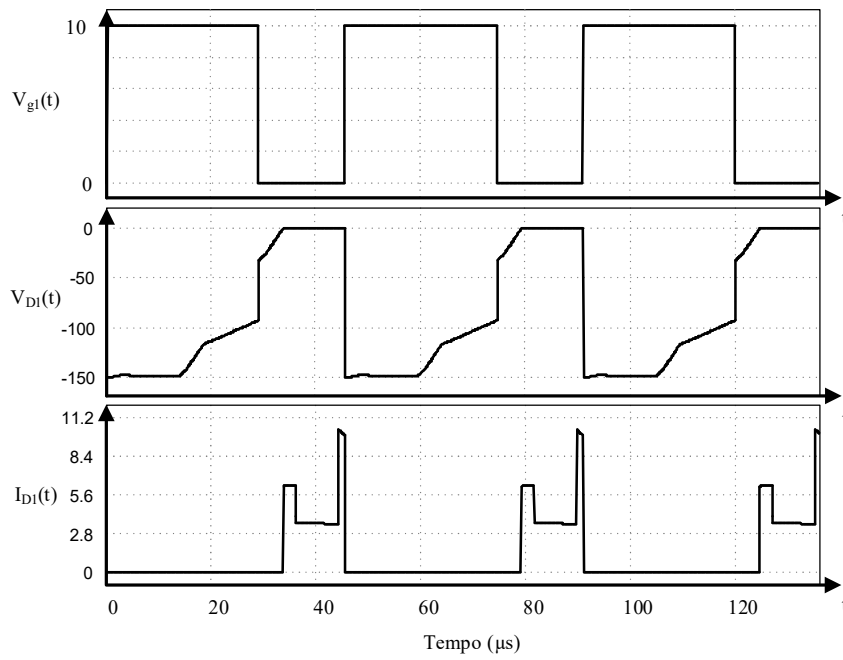
(b)

Figura 4.4: Sinal de comando aplicado em  $S_I$ , tensão e corrente em  $S_I$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC.

As formas de onda dos sinais de tensão e corrente nos diodos de saída são apresentadas na Figura 4.5. A tensão máxima reversa no diodo possui módulo de aproximadamente um terço da tensão de entrada, somada a uma parcela correspondente à tensão no capacitor da VMC.



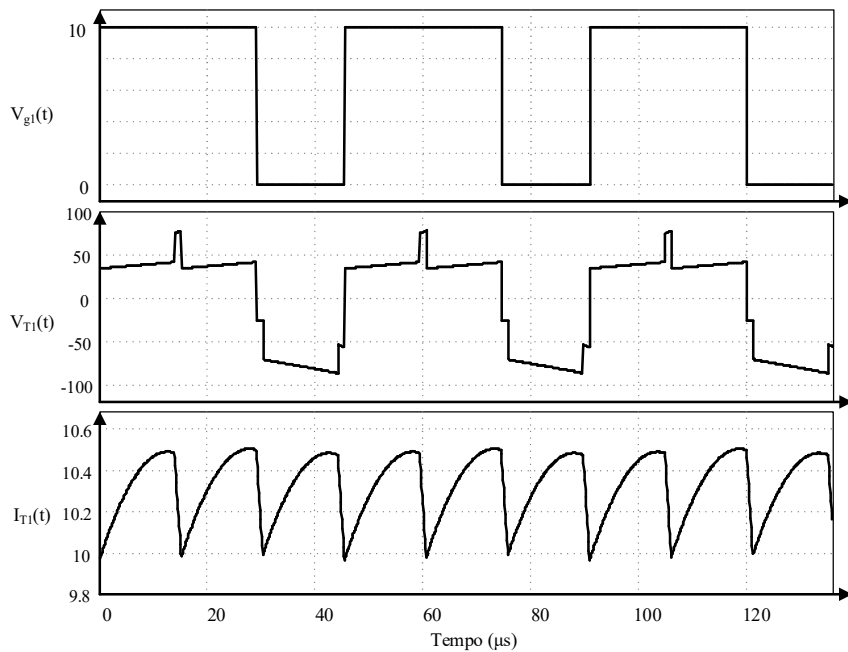
(a)



(b)

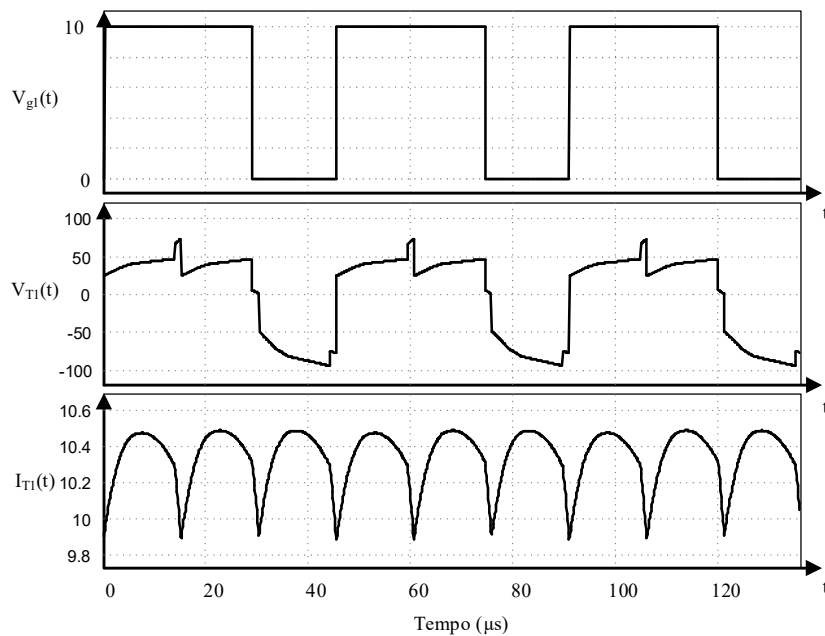
Figura 4.5: Sinal de comando aplicado em  $S_7$ , tensão e corrente em  $D_7$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC.

A Figura 4.6 apresenta as formas de ondas da tensão e corrente em um dos enrolamentos do autotransformador. A frequência da corrente no enrolamento do autotransformador é igual a três vezes a frequência de comutação do conversor, assim como a corrente no indutor.



(a)

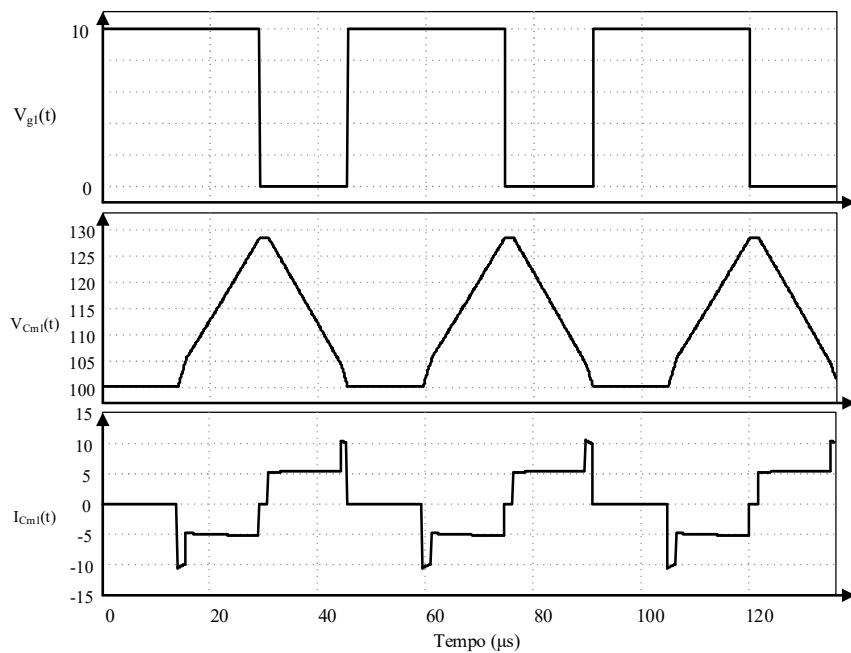




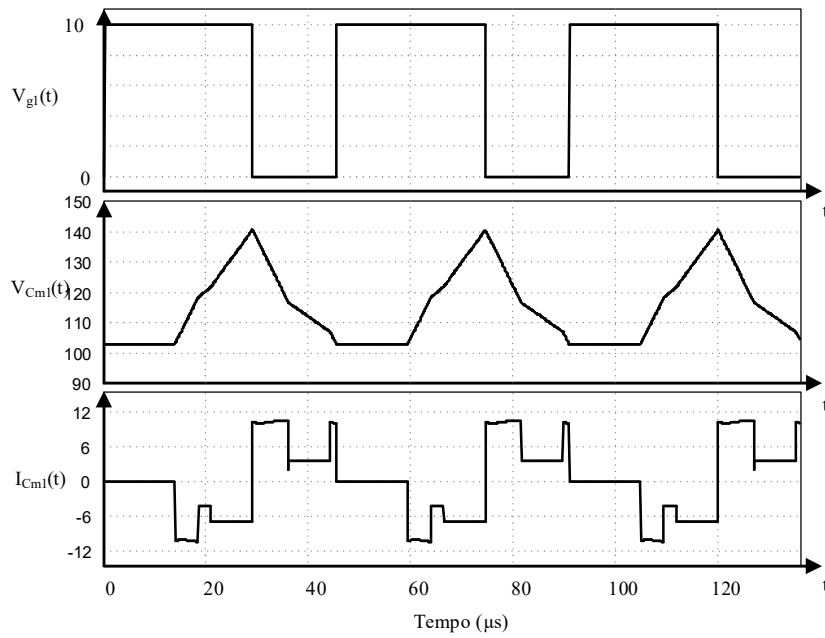
(b)

Figura 4.6: Sinal de comando em  $S_l$ , tensão e corrente em um dos enrolamentos do autotransformador: (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC

As formas de ondas da tensão e corrente de um dos capacitores da VMC são apresentadas na Figura 4.7 em que se pode verificar os períodos de carregamento e descarregamento do capacitor. Verifica-se também que o capacitor não se descarrega completamente no final do período, atuando como uma fonte de tensão.



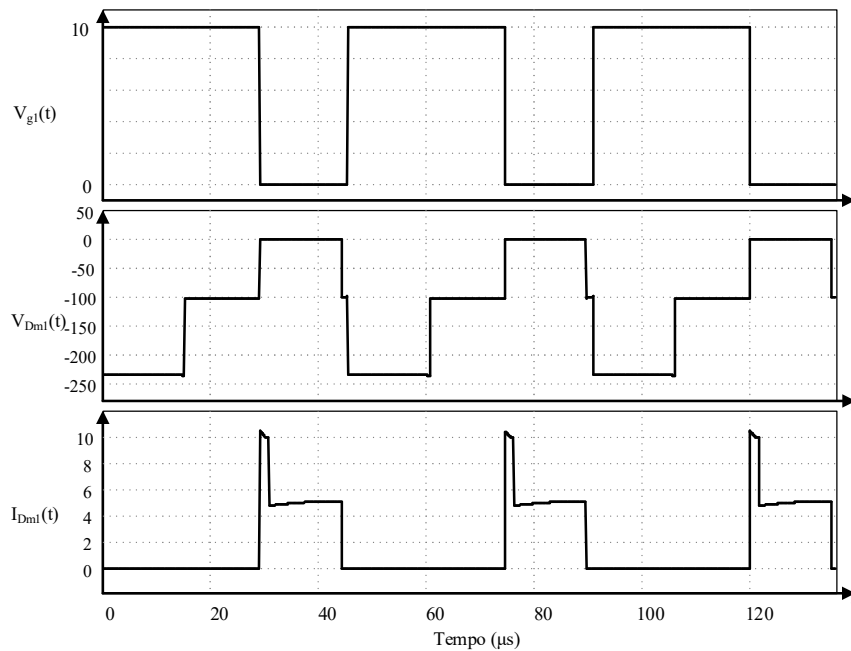
(a)



(b)

Figura 4.7: Sinal de comando em  $S_j$ , tensão e corrente em  $C_{m1}$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC.

As formas de onda da tensão e corrente em um dos diodos da VMC são apresentadas na Figura 4.8, em que se verifica que a tensão de pico inversa é correspondente a aproximadamente 70% da tensão de saída. Esta característica pode ser considerada como um dos pontos negativos do conversor proposto utilizando este tipo de VMC.



(a)

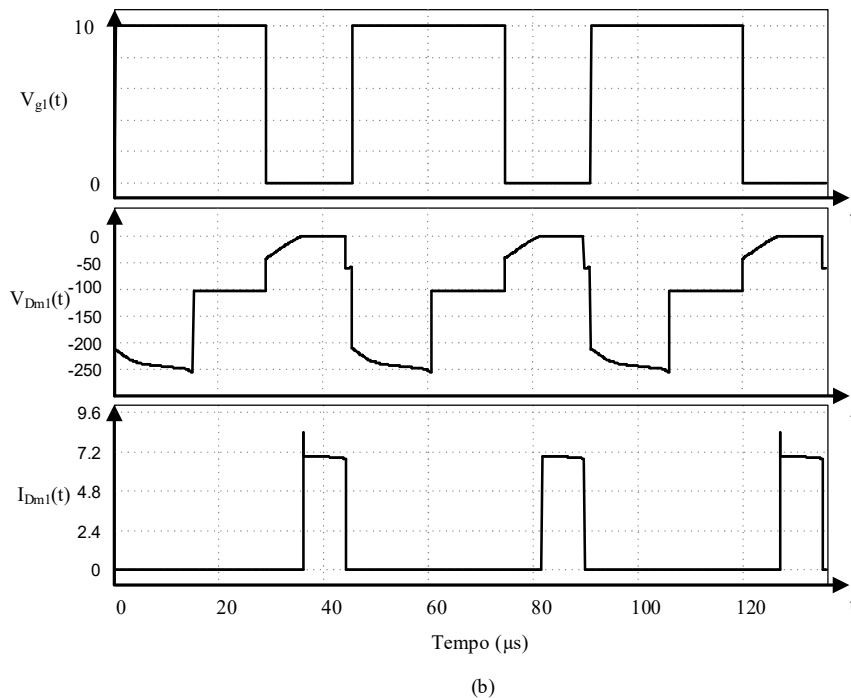


Figura 4.8: Sinal de comando em  $S_I$ , tensão e corrente em  $D_{m1}$ : (a) 4SSC-VMC; (b) 4SSC-2VMC.

Algumas formas de ondas apresentadas entre a Figura 4.2 e a Figura 4.8, como tensão de saída e corrente no indutor, são diferentes das apresentadas na Figura 3.24 (para uma VMC) e na Figura 3.38 (para duas VMCs), em função das diferentes razões cíclicas consideradas: de 0,5 (Figura 3.24 e Figura 3.38), escolhida de forma a possibilitar uma melhor visualização das etapas do conversor; e 0,64 (Figura 4.2 à Figura 4.8), necessária para atingir o ganho de tensão requerido. Porém essa é uma característica do conversor proposto, em que as formas de ondas se alteram em função do número de VMCs e da razão cíclica, porém sem a alteração de sua performance.

Os resultados obtidos por meio da simulação do conversor proposto, utilizando uma e duas VMCs, validam o equacionamento realizado, visto que o conversor se comporta conforme esperado. Conforme esperado, a adição de VMCs altera as formas de ondas dos componentes dos estágios de saída, sem alterar os valores médios, máximos e mínimos especificados em projeto.

#### 4.4 Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação

A Tabela 4.2 apresenta os valores calculados conforme o equacionamento realizado e os obtidos por simulação computacional do conversor proposto. Também são apresentados os desvios percentuais verificados.

Tabela 4.2: Variáveis calculadas e obtidas por simulação dos principais componentes do conversor proposto.

Parâmetro	4SSC-VMC		4SSC-2VMC	
	Valor Calculado	Valor Simulado	Valor Calculado	Valor Simulado
Tensão de saída ( $V_o$ )	233 V	233,46 V	350 V	350,52 V
Variação da tensão de saída ( $\Delta V_o$ )	2,33 V	2,44 V	3,50 V	3,45 V
Corrente no indutor ( $I_L$   $I_{L(ef)}$ )	30,95 A	30,99 A	30,95 A	31,05 A
Variação de corrente no indutor ( $\Delta I_L$ )	1,54 A	1,53 A	1,54 A	1,70 A
Tensão máxima no interruptor ( $V_{S(max)}$ )	134,17 V	134,50 V	151,67 V	150,99 V
Corrente eficaz no interruptor ( $I_{S(ef)}$ )	10,65 A	10,86 A	11,48 A	11,82 A
Corrente média no interruptor ( $I_S$ )	7,67 A	7,89 A	7,97 A	8,06 A
Corrente de pico no interruptor ( $I_{S(pico)}$ )	20,63 A	20,98 A	20,63 A	20,72 A
Tensão máx. reversa no diodo ( $V_{D(max)}$ )	-134,17 V	-134,48	151,67 V	150,97 V
Corrente eficaz no diodo ( $I_{D(ef)}$ )	4,36 A	4,33 A	2,90 A	2,92 A
Corrente média no diodo ( $I_D$ )	1,85 A	1,84 A	1,24 A	1,22 A
Corrente de pico no diodo ( $I_{D(pico)}$ )	10,31 A	10,47 A	10,31 A	10,28 A
Corrente no autotransformador ( $I_T$ )	10,31 A	10,33 A	10,31 A	10,34 A

O valor médio da tensão de saída obtido por simulação aproxima-se do calculado e a ondulação da tensão permaneceu dentro do limite estabelecido, bem como os valores obtidos por simulação para a corrente no indutor e sua variação. Os esforços de corrente e tensão nos componentes semicondutores também apresentaram valores muito próximos dos calculados. Dentre os valores apresentados, apenas a variação da corrente no indutor para o conversor proposto operando com duas VMCs apresentou desvio mais significativo com relação ao calculado (1,7 A, ao invés de 1,54 A), porém, analisando o valor obtido frente ao percentual esperado, verifica-se que a variação da corrente no indutor obtida é de 5,26 % – desvio de apenas 0,26% com relação ao esperado.

#### 4.5 Considerações finais

Com o intuito de validar o equacionamento realizado, o circuito da topologia proposta foi simulado computacionalmente. Os comportamentos das principais variáveis do conversor correspondem aos obtidos na fase de análise teórica e suas amplitudes são muito próximas às obtidas por meio do equacionamento. Ganho do conversor, esforços de tensão e corrente sobre os componentes semicondutores e elementos magnéticos são exemplos de variáveis que corresponderam ao calculado. Conclui-se, portanto, que o equacionamento realizado foi validado pela simulação computacional.

Teoricamente, o conversor proposto apresentou-se como uma proposta interessante e adequado ao emprego em aplicações que requerem níveis mais elevados de potência, em torno de alguns quilowatts, e alto ganho de tensão. Porém, faz-se necessário validar o estudo teórico a partir de implementação experimental. A partir da construção de um protótipo do conversor *boost* 4SSC-2VMC, será possível então verificar seu comportamento em situações reais de operação e validar o equacionamento e simulação computacional realizados.

## **5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

### **5.1 Considerações iniciais**

A partir dos estudos realizados, um protótipo experimental do conversor 4SSC-2VMC foi projetado e implementado, considerando sua operação em MCC e  $R_2$ . O objetivo na implementação é validar o equacionamento e a simulação realizados, bem como verificar o comportamento do conversor frente a condições reais de operação.

O protótipo é composto pelos seus circuitos de potência e acionamento, sendo este último constituído dos estágios de geração de sinal e ataque. Três sinais defasados de  $120^\circ$  entre si e com a razão cíclica estabelecida são produzidos no estágio de geração de sinal e então direcionados ao estágio de ataque, responsável pelos sinais de comando aplicados nos interruptores. Estes estágios são apresentados detalhadamente nos próximos subitens.

### **5.2 Estágio de potência**

Este estágio é representado pelo circuito de potência do conversor e é responsável por controlar o fluxo de energia entre a entrada e a saída do sistema, em função do sinal aplicado em seus interruptores. Este controle é realizado por meio da técnica de modulação PWM e os limites do conversor são definidos em função das especificações de seus componentes. Este circuito é composto por:

- Um indutor de alta frequência;
- Uma 4SSC, composta por um autotransformador de alta frequência, três interruptores do tipo MOSFET e três diodos de potência;
- Seis diodos de potência e seis capacitores que compõem as VMCs.

O ponto de operação para o protótipo experimental é igual ao considerado para a simulação apresentada no item 4, apresentado na Tabela 4.1, com exceção à tensão de saída, em que é considerado o valor de 330 V ao invés de 350 V, em função da consideração dos elementos parasitas do conversor. O principal objetivo dessa experimentação é verificar o comportamento do conversor, considerando condições reais de operação.

### 5.2.1 Componentes semicondutores

Os componentes semicondutores foram especificados de forma a suportarem os esforços de tensão e corrente calculados. O valor da resistência entre o dreno e a fonte ( $R_{ds}$ ) dos MOSFETs foi preponderante na escolha do modelo a ser utilizado, visto que impacta diretamente nas perdas por condução do interruptor e conseqüentemente no rendimento do conversor. Buscou-se, na escolha dos modelos dos diodos de potência, aqueles que possuíam tempo de recuperação reversa ( $t_{rr}$ ) baixos, de modo a se evitar perdas adicionais de comutação [54].

### 5.2.2 Elementos magnéticos

O projeto adequado dos elementos magnéticos é determinante na construção do conversor, principalmente quando opera em altas frequências. Fenômenos indesejados, como picos de tensão nos semicondutores, interferência eletromagnética e perdas, podem ocorrer devido à influência de elementos parasitas; como indutância de dispersão e magnetização, e capacitância entre os enrolamentos e espiras. Estes fenômenos podem comprometer significativamente o rendimento do conversor e impossibilitar sua implementação física [55]. O projeto dos elementos magnéticos é apresentado no APÊNDICE A.

### 5.2.3 Dissipador térmico

O calor gerado nos componentes semicondutores devido às perdas por comutação e condução deve ser transferido ao ambiente para que não haja falhas ocasionadas pela elevação da temperatura de junção ( $T_j$ ) acima do limite máximo suportado, especificado pelo fabricante, e para evitar sua queima [56] [57]. O dissipador de temperatura foi definido a partir do cálculo térmico de regime permanente, conforme o modelo apresentado na Figura 5.1.

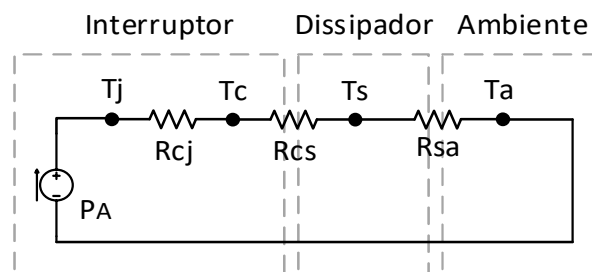


Figura 5.1: Circuito térmico equivalente de regime permanente.  
Fonte: adaptado de [56] [57].

Os significados das abreviações da Figura 5.1 são apresentados abaixo. Os valores de temperatura são expressos em °C e das resistências térmicas em °C/W. Os parâmetros  $T_j$ , e  $R_{cj}$  e  $R_{cs}$  são obtidos a partir da folha de dados do MOSFET IRFB4227.

- $P_A$ : perda média de potência no dispositivo (W);
- $T_j$ : temperatura máxima de junção ( $T_j = 150^\circ\text{C}$ );
- $T_c$ : temperatura da cápsula;
- $T_s$ : temperatura do dissipador;
- $T_a$ : temperatura ambiente ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ );
- $R_{cj}$ : resistência térmica entre a junção e a cápsula ( $R_{jc} = 0,32^\circ\text{C/W}$ );
- $R_{cs}$ : resistência térmica entre a cápsula e o dissipador ( $R_{jc} = 0,24^\circ\text{C/W}$ );
- $R_{sa}$ : resistência térmica entre o dissipador e o ambiente.

A resistência entre junção e ambiente é a soma das resistências térmicas entre a junção e o ambiente. Seu valor máximo é definido na folha de dados do fabricante.

$$R_{ja} = R_{cj} + R_{cs} + R_{sa} \quad (5.1)$$

A perda média no dispositivo, em regime permanente, pode ser aproximada conforme a equação (5.2):

$$P_A = 3 \times (R_{DS(\text{típica})} \times I_{S(\text{ef})}^2) = 3 \times (0,036 \times 23,18^2) = 58,03\text{W} \quad (5.2)$$

A relação entre temperatura de junção, temperatura ambiente, potência dissipada e resistências térmicas são obtidas a partir do circuito apresentado na Figura 5.1, conforme a equação (5.3) [57]:

$$T_j = P_A (R_{cj} + R_{cs} + R_{sa}) + T_a \quad (5.3)$$

Considerando (5.1) e (5.3), obtém-se a resistência térmica entre a junção e o ambiente:

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_A} = \frac{150 - 25}{58,03} = 2,15 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (5.4)$$

Finalmente, considerando-se novamente a equação (5.1), obtém-se o máximo valor de  $R_{sa}$ , utilizado como referência na escolha do dissipador:

$$R_{sa} = R_{ja} - R_{cj} - R_{cs} = 2,15 - 0,32 - 0,24 = 2,07 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (5.5)$$



### 5.2.4 Protótipo experimental do conversor proposto

O circuito de potência do protótipo implementado experimentalmente é apresentado na Figura 5.2.

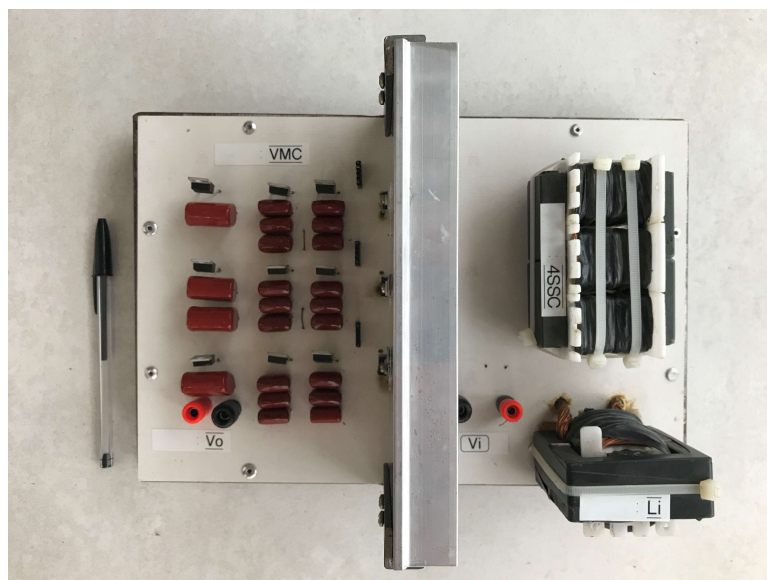


Figura 5.2: Circuito de potência do protótipo do conversor proposto.

A Tabela 5.1 apresenta as especificações e valores calculados dos principais componentes do circuito de potência do conversor.

Tabela 5.1: Discriminação dos componentes do conversor *boost* 4SSC-2VMC.

Componente	Valor
Interruptores ( $S_1$ , $S_2$ e $S_3$ )	MOSFET IRFB4227
Diodos de saída ( $D_1$ , $D_2$ e $D_3$ ) e das VMCs ( $D_{m1}$ a $D_{m6}$ )	MUR1560
Capacitores das VMCs ( $C_{m1}$ a $C_{m6}$ )	Poliéster 3,3 nF/400 V
Capacitor de saída ( $C_o$ )	Poliéster 3,3 nF/630V
Indutor <i>boost</i>	$L_m=28 \mu\text{F}$ , núcleo NEE-42/21/20, 11 voltas, 39×AWG25
Autotransformador	Núcleo: 2×NEE-55/28/21, NT1=NT2=NT3=4 voltas, 13×AWG 25.

### 5.3 Circuito de acionamento

O circuito de acionamento é formado por dois componentes principais:

- Geração de sinais de controle: constituído por software e hardware, responsável por gerar os três sinais defasados em  $120^\circ$  PWM com largura de pulso de acordo com a razão cíclica definida;
- Estágio de ataque: circuito responsável por receber o sinal de controle gerado e amplificá-lo de forma a possibilitar o acionamento dos interruptores.

Foi utilizado o microcontrolador DSPIC30F4011, da Microchip, para a geração dos sinais PWM. Cada sinal gerado é amplificado pelo circuito apresentado na Figura 5.3 e aplicado no terminal de *gate* do MOSFET. Por sua vez, a Figura 5.4 apresenta a placa de circuito impresso correspondente ao circuito de acionamento implementado.

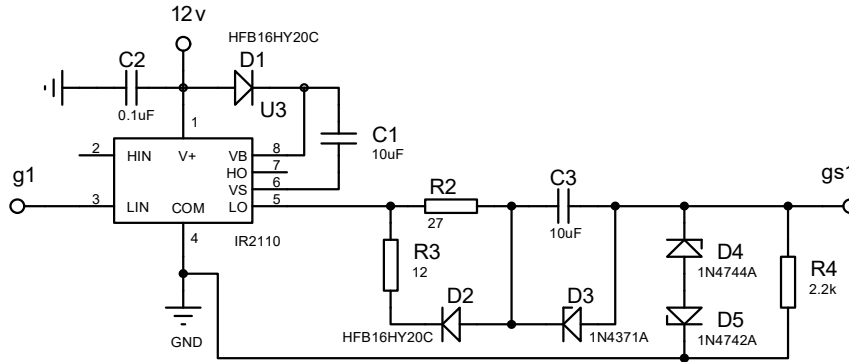


Figura 5.3: Diagrama esquemático do circuito de acionamento.

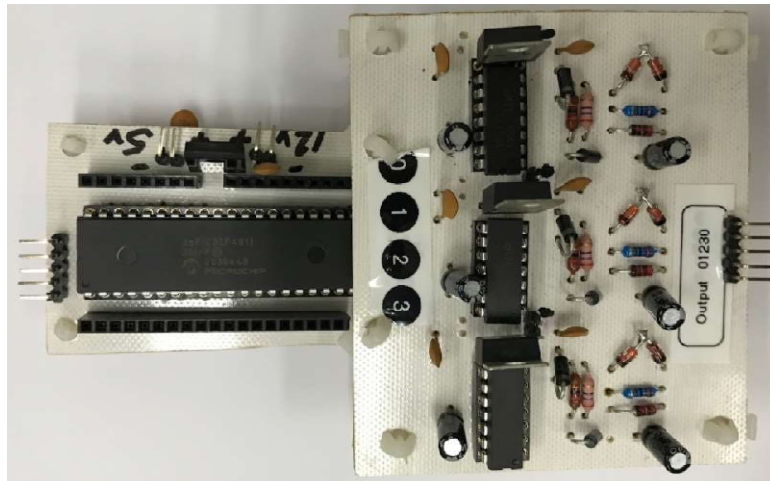


Figura 5.4: Circuito de acionamento implementado.

## 5.4 Montagem do protótipo e testes em bancada

O protótipo do conversor proposto foi montado e testado na bancada do laboratório de Eletrônica de Potência da UFSJ – LAPEL. A fonte de tensão de entrada é obtida a partir de um banco de baterias estacionárias e as variáveis do conversor foram amostradas utilizando-se um osciloscópio digital da marca Tektronix, modelo TPS 2024, ponteiros de tensão e corrente ativa. A Figura 5.5 apresenta o conversor disposto em bancada, bem como os equipamentos utilizados na amostragem dos sinais.

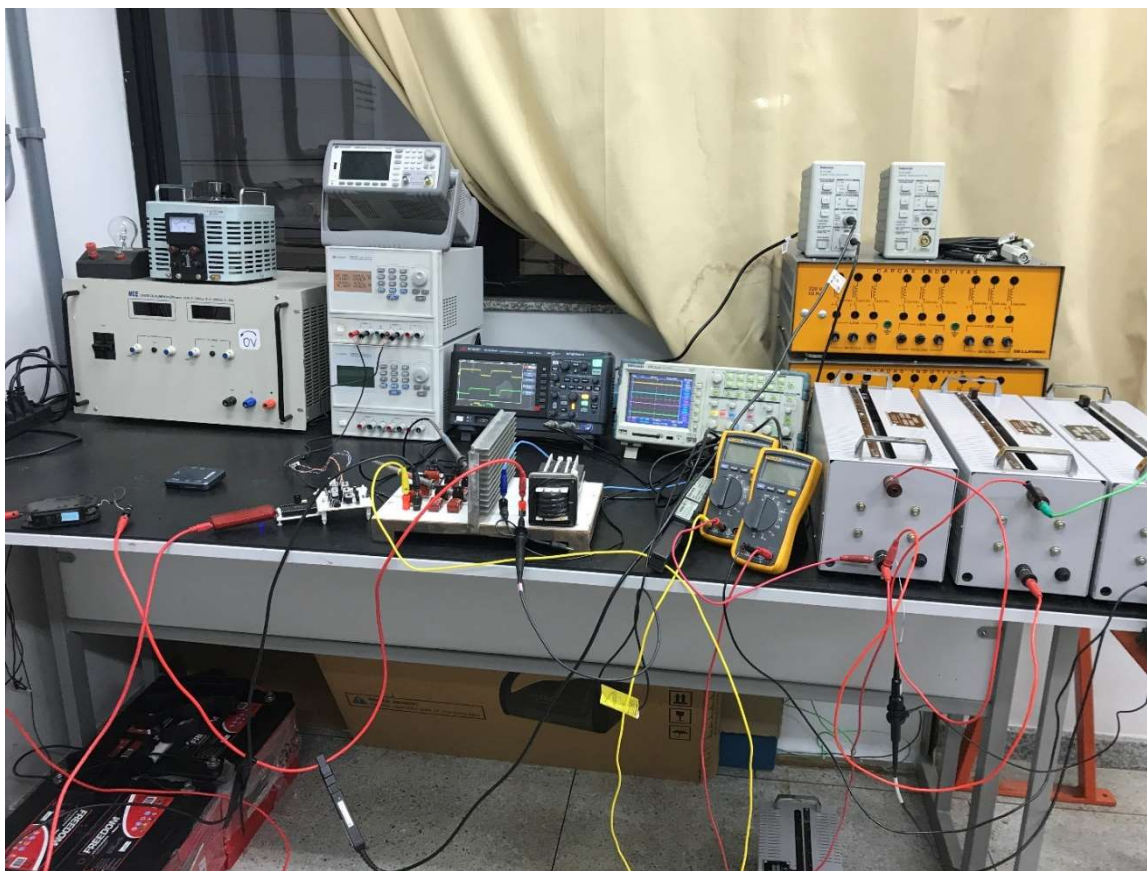


Figura 5.5: Disposição dos equipamentos em bancada durante os testes do conversor proposto.

## 5.5 Resultados experimentais

Conforme mencionado, foram realizados ensaios na potência nominal, em que as formas de ondas dos sinais de comando aplicados nos interruptores são apresentadas na Figura 5.6.

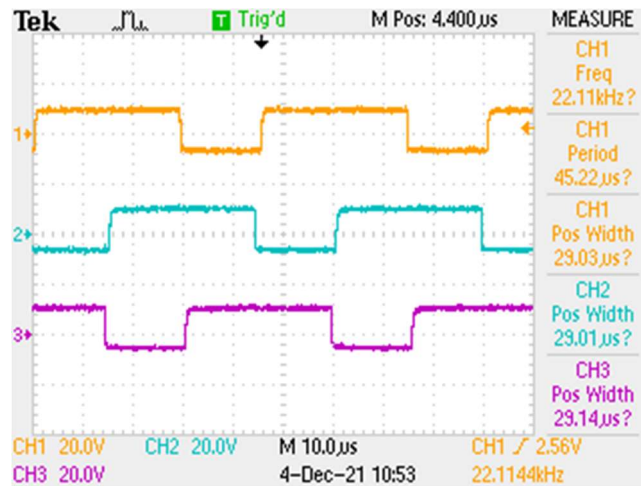


Figura 5.6: Tensão de comando aplicada nos interruptores.

Verifica-se que os sinais estão defasados  $120^\circ$  entre si e que as larguras de pulsos dos sinais são aproximadamente iguais, correspondendo a uma razão cíclica de 0,64. A tensão de saída, a tensão de entrada e a corrente de entrada são apresentados na Figura 5.7. A corrente de entrada é contínua e não se anula em nenhum momento, caracterizando a operação em MCC. Percebe-se claramente que as ondulações de tensão de saída e corrente de entrada são muito pequenas e encontram-se dentro do especificado. Obviamente, em condições reais, componentes parasitas influenciam o comportamento do conversor e tendem a reduzir o ganho de tensão do conversor.

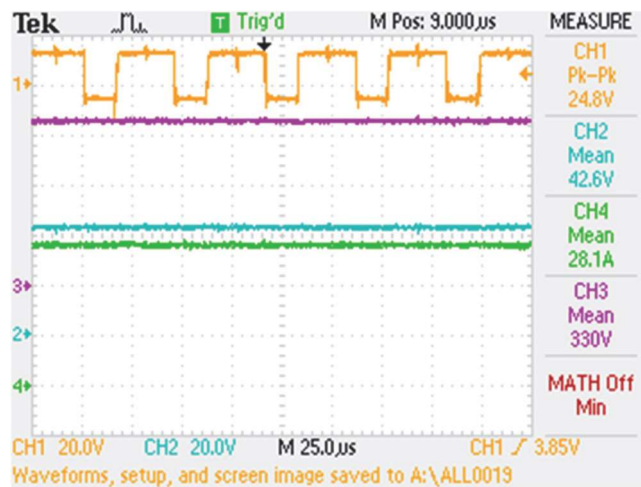


Figura 5.7: Tensão de acionamento em  $S_I$  (CH1), tensão e corrente de entrada (CH2 e CH4), e tensão de saída (CH3).

A forma de onda da tensão nos terminais do interruptor é apresentada na Figura 5.8, enquanto as tensões nos diodos de saída e da VMC são apresentadas na Figura 5.9.

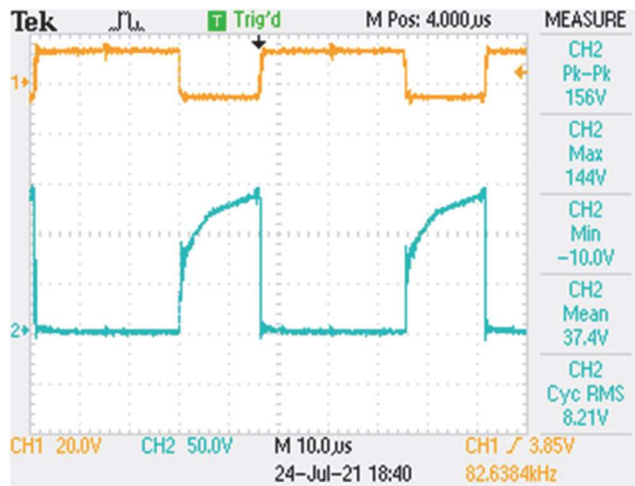
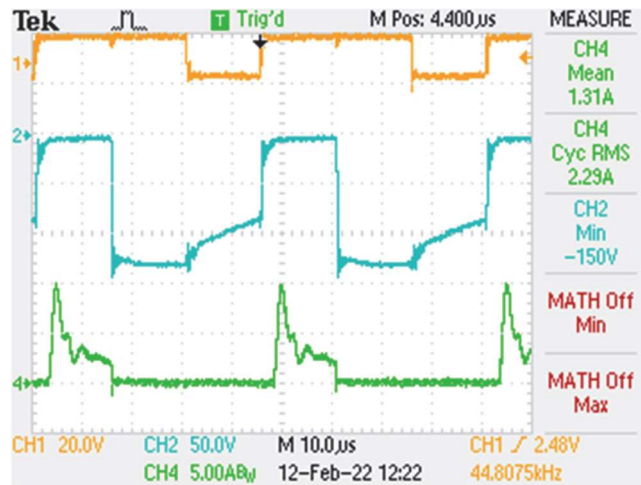
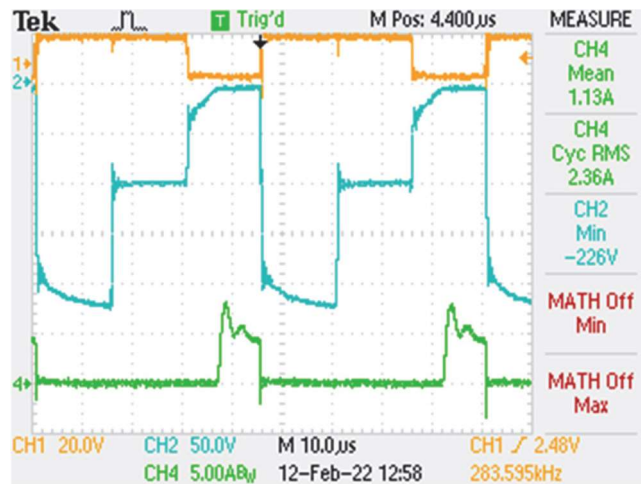


Figura 5.8: Tensão de acionamento em  $S_I$  (CH1) e tensão entre os terminais dreno e *source* de  $S_I$ (CH2).

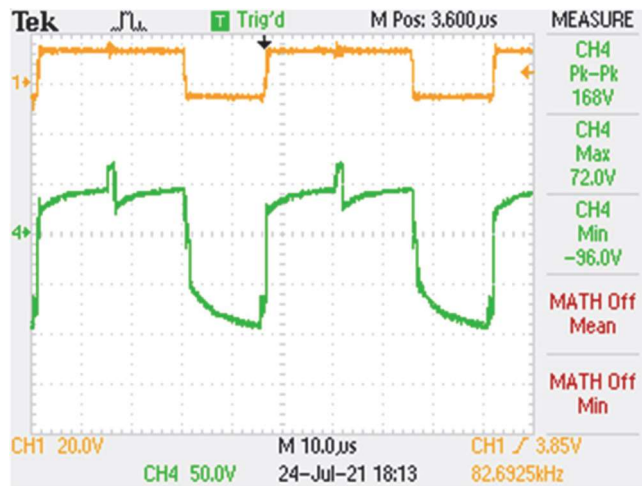


(a)

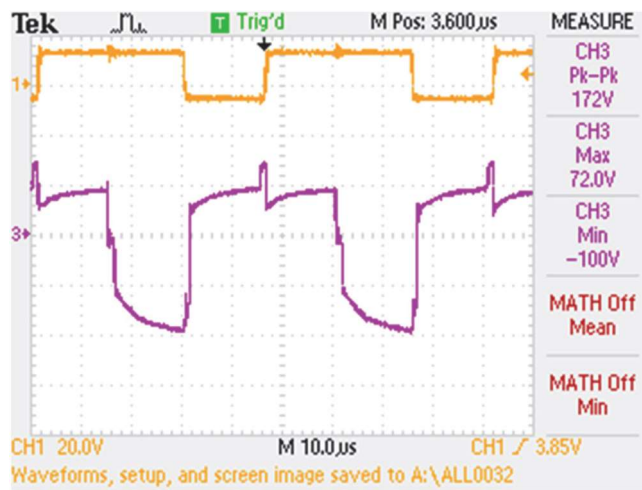


(b)

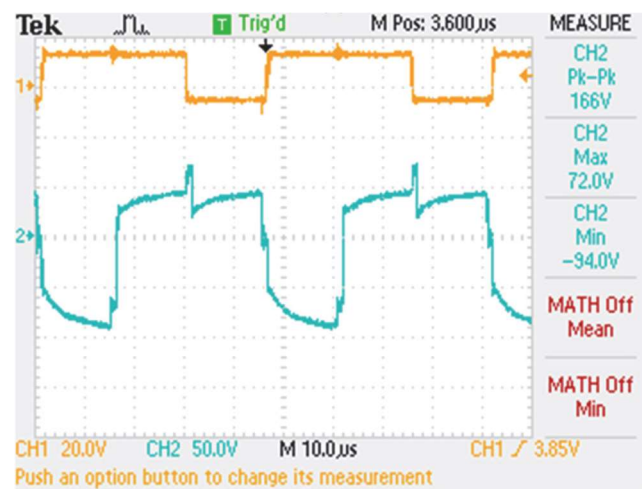
Figura 5.9: Tensão de acionamento em  $S_I$  (CH1), corrente (CH4) e tensão (CH2) nos diodos: (a)  $D_I$ ; (b)  $D_{m1}$ .



(a)



(b)

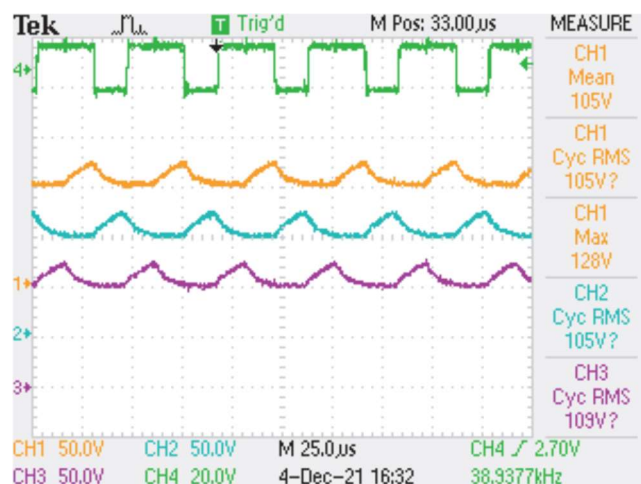


(c)

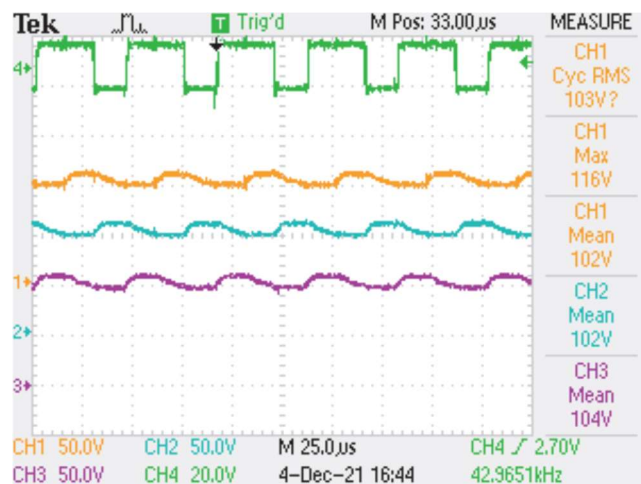
Figura 5.10: Tensão de acionamento em  $S_T$  (CH1) e tensão nos enrolamentos do autotransformador: (a)  $T_1$  (CH4); (b)  $T_2$  (CH3);  $T_3$  (CH2).

As tensões nos enrolamentos do autotransformador são apresentadas na Figura 5.10 (acima). Pode-se observar o deslocamento de fase de  $120^\circ$  e um mesmo valor máximo assumido pelas formas de onda, o que indica o correto balanceamento do sistema.

As formas de ondas de tensão nos capacitores da VMC são apresentadas na Figura 5.11. Verifica-se que o sistema está balanceado, visto que as amplitudes dos sinais de tensão dos capacitores que constituem as duas VMCs são muito próximas. Pequenas diferenças entre as tensões nos capacitores da primeira e segunda VMC ocorrem em função de características construtivas distintas.



(a)



(b)

Figura 5.11: Tensão de acionamento em  $S_I$  (CH4) e tensão nos capacitores da VMC: (a)  $C_{m1}$  (CH1),  $C_{m2}$  (CH2),  $C_{m3}$  (CH3); (b)  $C_{m4}$  (CH1),  $C_{m5}$  (CH2),  $C_{m6}$  (CH3)

Obviamente, em situações reais de operação, os componentes parasitas dos componentes do conversor impactam em seu comportamento e devem ser levadas em consideração para que se verifique se o conversor opera satisfatoriamente. Uma simulação do conversor proposto, considerando a presença de elementos parasitas foi desenvolvida no *software* PSIM de forma a possibilitar a comparação do circuito simulado com o protótipo implementado experimentalmente. As especificações consideradas são apresentadas na Tabela 5.2, sendo que tais valores foram obtidos a partir de medições nos próprios componentes do conversor ou por meio dos *datasheets* dos fabricantes.

Verifica-se que o valor de tensão de saída obtido experimentalmente corresponde exatamente ao valor simulado, conseqüentemente, o conversor provou ser capaz de prover o ganho de tensão requerido. Os valores amostrados da corrente no indutor, tensão máxima nos enrolamentos do autotransformador e tensão nos capacitores da VMC são muito próximos dos simulados. Os valores de tensão obtidos experimentalmente para os componentes semicondutores não foram exatamente conforme os simulados, porém, considerando que para estes componentes os valores relacionados aos elementos parasitas foram obtidos a partir dos *datasheets* dos fabricantes e estes variam em função da carga e condições de operação, conclui-se que essas diferenças não invalidam o dimensionamento do conversor.

Tabela 5.2: Elementos parasitas considerados na simulação do conversor 4SSC-2VMC.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Resistência série do indutor	20 mΩ
Resistência série dos enrolamentos do autotransformador	10 mΩ
Resistência série dos capacitores da VMC	15 mΩ
Resistência série do capacitor de saída	15 mΩ
Resistência entre os terminais dreno e fonte do interruptor	19,7 mΩ
Resistência série dos diodos principais	44 mΩ
Resistência série dos diodos da VMC	44 mΩ
Queda de tensão nos diodos principais quando em condução	1,2 V
Queda de tensão nos diodos da VMC quando em condução	1,2 V



A comparação entre as principais variáveis obtidas por simulação e amostradas experimentalmente é apresentada na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Variáveis obtidas por simulação e amostradas experimentalmente para o conversor proposto

Parâmetro	Valor simulado	Valor experimental
Tensão de saída ( $V_o$ )	330,06 V	330 V
Corrente no indutor ( $I_L   I_{L(ef)}$ )	29,22 A	28,1 A
Tensão máxima no interruptor ( $V_{S(max)}$ )	134,58 V	144 V
Tensão máx. reversa no diodo de saída ( $V_{D(max)}$ )	-133,57 V	- 150 V
Tensão máx. reversa no diodo da VMC ( $V_{Dmc}$ )	-235,32 V	- 226 V
Tensão máxima no autotransformador ( $V_{T(max)}$ )	72,08 V	72 V
Tensão no capacitor da VMC ( $V_{Cm}$ )	108,99 V	105 V

A Figura 5.12 apresenta uma comparação entre os valores de ganho de tensão teóricos e obtidos experimentalmente.

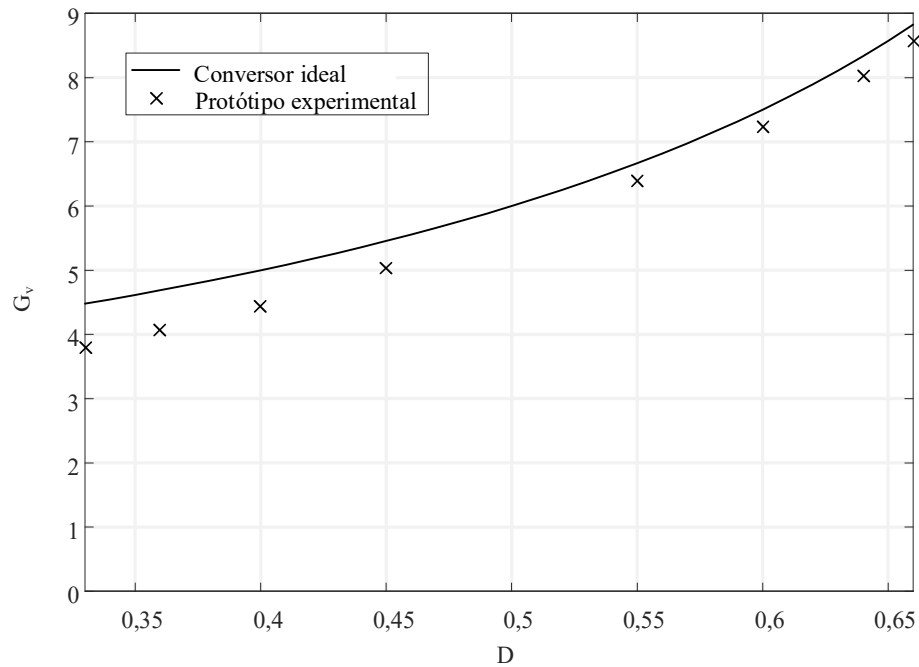


Figura 5.12: Comparação entre os valores de ganho de tensão teóricos e obtidos experimentalmente.

Conforme [58], a indutância de dispersão do autotransformador, que compõe a 4SSC, possui valor muito baixo e não afeta significativamente o ganho de tensão. Por outro lado, sabe-se que o principal elemento parasita que influencia o ganho de tensão em conversores *boost* é a resistência série do indutor de entrada. Adicionalmente, o conversor proposto é composto por capacitores e diodos adicionais, que compõem a VMC, em que as resistências séries dos capacitores e quedas de tensão nos diodos quando em condução influenciam neste aspecto. Portanto, os elementos parasitas do conversor podem afetar significativamente no ganho de tensão e é necessário cuidado adicional na escolha dos componentes semicondutores e capacitores.

A Figura 5.13 apresenta o rendimento do conversor verificado experimentalmente para valores de carga entre 500 W e a potência nominal. Na potência nominal, o conversor apresenta rendimento de 97,3%, sendo que o valor máximo obtido ocorre próximo a 1,1 kW, correspondendo a 98,45%.

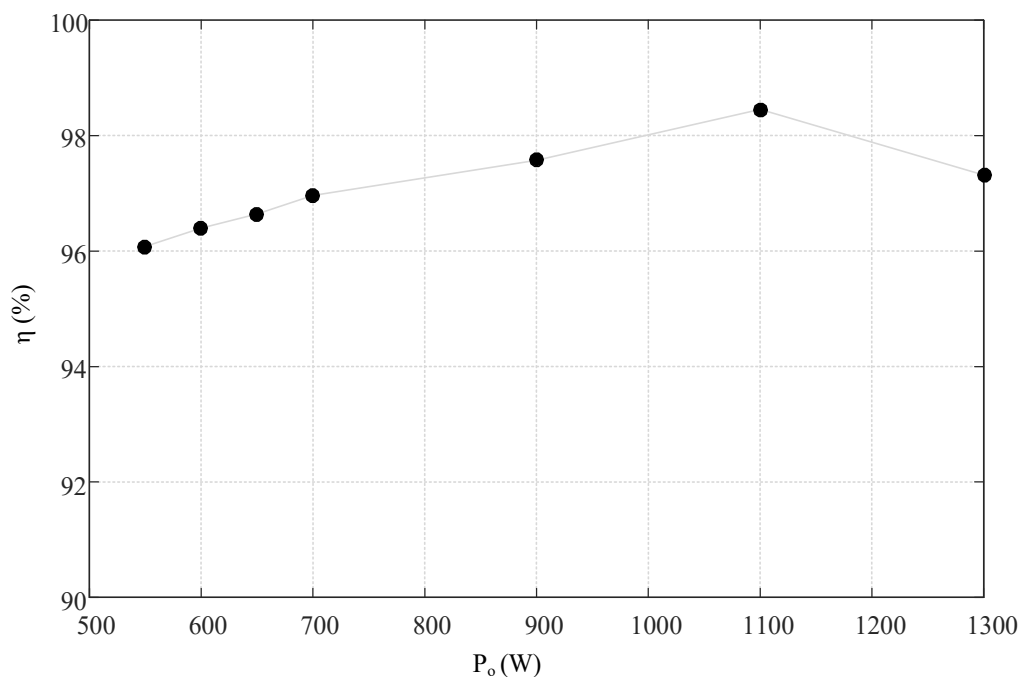


Figura 5.13: Rendimento em função da carga.

A partir da comparação entre o rendimento real verificado e o rendimento teórico, apresentado na Figura 3.52, verifica-se que os resultados teóricos e obtidos experimentalmente divergem ligeiramente em alguns pontos. A curva de rendimento teórico é obtida considerando os dados de referência dos fabricantes dos componentes, que normalmente são definidos sob

condições controladas e podem variar em função das condições ambientais a que são submetidos e condições gerais de operação. Adicionalmente, é esperada uma variação dos parâmetros dos componentes confeccionados, como indutor e autotransformador, e de suas variáveis (como resistência, por exemplo) em função das condições supracitadas, que influenciarão no rendimento do conversor. Portanto, essa variação entre as curvas de rendimento experimental e teórico é esperada e não desqualifica a análise realizada.

## **5.6 Considerações finais**

Este capítulo apresentou o projeto e implementação de um protótipo experimental do conversor proposto, operando na potência nominal, em MCC e  $R_2$ , bem como os resultados obtidos experimentalmente. Foram apresentados os detalhes construtivos dos elementos que compõem os circuitos de potência e acionamento do conversor.

Uma comparação dos valores obtidos experimentalmente e por simulação considerando elementos parasitas do conversor foi apresentada, em que se verificou que o conversor proposto atendeu aos requisitos de projeto e apresentou comportamento conforme esperado. Verificou-se que os elementos parasitas dos componentes do conversor, principalmente as resistências série do indutor de entrada, capacitores e interruptores, e quedas de tensão direta nos diodos, influenciam significativamente na performance do conversor. Portanto, a escolha destes componentes deve ser criteriosa.

## 6 CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Conforme mencionado, conversores de alto ganho de tensão são empregados em uma série de aplicações, como em sistemas ininterruptos de energia, acionamento de motores e carros elétricos. Os vários trabalhos de pesquisa relacionados ao desenvolvimento de topologias de conversores de alto ganho disponíveis na literatura atualmente oferecem soluções que visam resolver a um ou outro problema isoladamente. Algumas soluções resolvem o problema do alto ganho de tensão, porém altos esforços de corrente em seus condutores são verificados. Outras soluções resolvem o problema dos altos esforços de corrente, porém requerem técnicas avançadas de controle para balancear a corrente entre as fases do conversor. Algumas são teoricamente interessantes, porém não são realizáveis na prática, principalmente em aplicações de potências mais elevadas, devido geralmente ao número elevado de componentes ou especificações destes incompatíveis com os parâmetros disponíveis comercialmente.

Neste trabalho, buscou-se uma solução única para os problemas mencionados. O desenvolvimento de uma nova família de conversores, baseada na MSSC e na VMC, foi apresentado. Dentre as principais características dessa nova família, pode-se citar o equilíbrio de corrente entre os braços do conversor, diminuição dos esforços de tensão e corrente nos elementos semicondutores, rendimento elevado e alto ganho de tensão.

O conversor proposto possui vários diferenciais com relação às topologias similares. Na maioria do tempo, a potência é transferida diretamente da fonte para a carga, sem ser processada pelos interruptores, contribuindo para a melhor eficiência do conversor. Os interruptores estão fisicamente conectados a uma mesma referência, o que implica na equipotencialização dos referenciais de tensão dos interruptores, fonte e carga, portanto, não há necessidade de isolamento para o sistema de acionamento. Os picos de tensão nos interruptores são naturalmente grampeados pelos capacitores da VMC, denotando que não é necessária a utilização de circuitos *snubbers*, que poderia diminuir a eficiência do conversor. De forma geral, o conversor proposto apresenta os seguintes diferenciais:

- capaz de prover alto ganho de tensão e processar valores significativos de potência, da ordem de algumas unidades de quilowatts;
- rendimento elevado;

- compartilhamento equilibrado da corrente entre os ramos de entrada, sem a necessidade de controle adicional, desde que o projeto e a construção do autotransformador tenham sido realizados de forma criteriosa;
- corrente de entrada contínua para o conversor proposto;
- ganho de tensão elevado sem a utilização de transformadores ou razão cíclica elevada;
- esforços de tensão e corrente reduzidos nos componentes do conversor;
- a potência é transferida diretamente da fonte para a carga, sem ser processada pelos interruptores, o que implica na melhoria do rendimento do conversor;
- os picos de tensão nos interruptores são naturalmente grampeados pelos capacitores da VMC, sem a necessidade de utilização de circuitos *snubbers*;
- interruptores fisicamente conectados a uma mesma referência, o que implica na não necessidade de isolamento para o sistema de acionamento;
- melhor distribuição térmica entre os componentes do conversor;
- dimensões reduzidas dos elementos magnéticos;
- possibilidade de estender o ganho de tensão e/ou potência nominal.

Os resultados de simulação e testes de um protótipo experimental com potência nominal validaram o equacionamento realizado. Verificou-se que os elementos parasitas dos componentes do conversor afetam significativamente a performance do conversor, portanto, a escolha dos capacitores, diodos e interruptores deve ser criteriosa; assim como a confecção dos elementos magnéticos, de forma a garantir o compartilhamento equilibrado da corrente e redução de perdas. Adicionalmente, verificou-se que os esforços de tensão nos diodos da VMC são significativos; essa característica pode limitar a aplicação do conversor em determinadas aplicações.

Finalmente, conclui-se que a família de conversores proposta é capaz de prover alto ganho de tensão e ser empregada em aplicações de potências mais elevadas da ordem de unidades de watts. Sugerem-se como temas para novos trabalhos: utilização de outras configurações de VMCs; modelagem de pequenos sinais associada ao desenvolvimento do sistema de controle em malha fechada; estudo de outras topologias da família de conversores proposta; análise do conversor em modo de condução descontínua (MCD); análise do comportamento da MSSC em condições de desequilíbrio entre os ramos que a compõem ou sinais de comando assimétricos.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, 2010.
- [2] M. A. Abusara, J. M. Guerrero, and S. M. Sharkh, "Line-interactive UPS for microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1292-1300, 2013.
- [3] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, 2012.
- [4] J. Kim, K. Ha, and R. Krishnan, "Single-controllable-switch-based switched reluctance motor drive for low cost, variable-speed applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 379-387, 2011.
- [5] H. Gholizadeh, R. Babazadeh-Dizaji, and M. Hamzeh, "High-Gain Buck-Boost Converter Suitable for Renewable Applications," in *2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2019, pp. 777-781: IEEE.
- [6] S. Venkataraman, C. Ziesler, P. Johnson, and S. Van Kempen, "Integrated wind, solar, and energy storage: Designing plants with a better generation profile and lower overall cost," *IEEE Power Energy Magazine*, vol. 16, no. 3, pp. 74-83, 2018.
- [7] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, 2017.
- [8] L. F. Costa, S. A. Mussa, and I. Barbi, "Multilevel buck/boost-type DC–DC converter for high-power and high-voltage application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3931-3942, 2014.
- [9] N. ROCHA, "Associação em paralelo de conversores estáticos com barramento CC," Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, 2010.

- [10] F. L. Tofoli, D. de Castro Pereira, W. J. de Paula, and D. d. S. O. Júnior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter," *IET power Electronics*, vol. 8, no. 10, pp. 2044-2057, 2015.
- [11] M. F. Guepfrih, "Conversores CC-CC não isolados de elevado ganho estático concebidos com acoplamento magnético," Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2021.
- [12] A. Amir, A. Amir, H. S. Che, A. Elkhateb, and N. Abd Rahim, "Comparative analysis of high voltage gain DC-DC converter topologies for photovoltaic systems," *Renewable energy*, vol. 136, pp. 1147-1163, 2019.
- [13] J. B. R. Cabral, S. V. G. Oliveira, and Y. R. de Novaes, "Conversor CC-CC Boost Quadrático Para Aplicação em Fontes Alternativas," *Eletrônica de Potência–SOBRAEP*, vol. 18, no. 3, pp. 1064-1072, 2013.
- [14] S.-W. Lee and H.-L. Do, "High step-up coupled-inductor cascade boost DC–DC converter with lossless passive snubber," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, pp. 7753-7761, 2018.
- [15] A. Al Nabulsi, M. Al Sabbagh, R. Dhaouadi, and H.-u. Rehman, "A 300 watt cascaded boost converter design for solar energy systems," in *2009 International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, (EPECS)*, 2009, pp. 1-4: IEEE.
- [16] R. S. Ferreira, D. R. Carrijo, and S. C. Guimarães Jr, "Montagem de um conversor *boost* quadrático para alimentação de uma lâmpada LED," presented at the VIII CEEL - Conferência de estudos em engenharia elétrica, Uberlândia, MG, 2010.
- [17] H. Shojaeian, S. Hasanzadeh, and S. M. Salehi, "A Single Switch High Voltage Gain DC-DC Converter Based on Coupled Inductor and Switched-Capacitor for Renewable Energy Systems," in *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2021, pp. 1-6: IEEE.
- [18] M. L. Alghaythi, R. M. O'Connell, N. E. Islam, and J. M. Guerrero, "A Multiphase-Interleaved High Step-up DC-DC Boost Converter with Voltage Multiplier and Reduced Voltage Stress on Semiconductors for Renewable Energy Systems," in *2020 IEEE Power*

- & *Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, 2020, pp. 1-5: IEEE.
- [19] K. Sundaramoorthy, "Switched Inductor-Capacitor Network Based Non-Isolated DC-DC Converter: A Double 2 Gain Converter with Single Switch," in *2019 National Power Electronics Conference (NPEC)*, 2019, pp. 1-6: IEEE.
- [20] L. K. M. Pereira, "Estudo da topologia, técnicas de modulação em largura de pulsos e controle do conversor boost entrelaçado," Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, 2019.
- [21] A. Thiyagarajan, S. P. Kumar, and A. Nandini, "Analysis and comparison of conventional and interleaved DC/DC boost converter," in *Second international conference on current trends in engineering and technology-ICCTET 2014*, 2014, pp. 198-205: IEEE.
- [22] P.-W. Lee, Y.-S. Lee, D. K. Cheng, and X.-C. Liu, "Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 787-795, 2000.
- [23] M. Altimania, A. Alzahrani, M. Ferdowsi, and P. Shamsi, "Operation and Analysis of Non-Isolated High-Voltage-Gain DC-DC Boost Converter with Voltage Multiplier in the DCM," in *2019 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, 2019, pp. 1-6: IEEE.
- [24] F. Sedaghati, M. E. Azizkandi, S. H. L. Majareh, and H. Shayeghi, "A High-Efficiency Non-Isolated High-Gain Interleaved DC-DC Converter with Reduced Voltage Stress on Devices," in *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2019, pp. 729-734: IEEE.
- [25] K. Hwu and Y. Yau, "KY converter and its derivatives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 128-137, 2009.
- [26] P. Alavi, V. Marzang, E. Nazari, M. Dezhbord, and E. Babaei, "New Interleaved structure with high voltage-gain and low voltage-stress on semiconductors," in *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2019, pp. 498-503: IEEE.



- [27] S.-W. Seo, D.-K. Lim, and H. H. Choi, "High Step-Up Interleaved Converter Mixed With Magnetic Coupling and Voltage Lift," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 72768-72780, 2020.
- [28] W. Li and X. He, "High step-up soft switching interleaved boost converters with cross-winding-coupled inductors and reduced auxiliary switch number," *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 2, pp. 125-133, 2009.
- [29] T. Liu, M. Lin, and J. Ai, "High step-up interleaved DC–DC converter with asymmetric voltage multiplier cell and coupled inductor," *IEEE Journal of Emerging Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 4209-4222, 2019.
- [30] A. Alzahrani, M. Ferdowsi, and P. Shamsi, "High-voltage-gain DC–DC step-up converter with bifold Dickson voltage multiplier cells," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 9732-9742, 2019.
- [31] M. L. Alghaythi, R. O'Connell, N. E. Islam, M. M. S. Khan, and J. Guerrero, "A high step-up interleaved DC-DC converter with voltage multiplier and coupled inductors for renewable energy systems," *IEEE Access* 8, vol. 8, pp. 123165-123174, 2020.
- [32] T. Nouri, N. V. Kurdkandi, and M. Shaneh, "A novel ZVS high-step-up converter with built-in transformer voltage multiplier cell," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 12871-12886, 2020.
- [33] Y. Zheng and K. M. Smedley, "Interleaved high step-up converter integrating coupled inductor and switched capacitor for distributed generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7617-7628, 2018.
- [34] F. Wang, Y. Wang, B. Su, and C. Teng, "Three-phase interleaved high step-up bidirectional DC–DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 12, pp. 2469-2480, 2020.
- [35] M. Berrehil El Kattel, R. Mayer, M. Douglas Possamai, and S. Vidal Garcia Oliveira, "Bidirectional isolated three-phase dc-dc converter using coupled inductor for dc microgrid applications," *International Journal of Circuit Theory Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 832-859, 2020.

- [36] G. H. de Alcântara Bastos, L. F. Costa, F. L. Tofoli, G. V. T. Bascope, and R. P. T. Bascope, "Nonisolated DC-DC Converters with Wide Conversion Range for High-Power Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019.
- [37] T. Tanzawa, "Innovation of switched-capacitor voltage multiplier: Part 1: A brief history," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 51-59, 2016.
- [38] L. Schmitz, D. C. Martins, and R. F. Coelho, "Conception of high step-up DC-DC boost-based converters," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017, pp. 1-6: IEEE.
- [39] P. Lin and L. Chua, "Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits," *IEEE Transactions on Circuits Systems*, vol. 24, no. 10, pp. 517-530, 1977.
- [40] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules, "Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 871-887, 2008.
- [41] M. Prudente, L. Pfitscher, and R. Gules, "A boost converter with voltage multiplier cells," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 2716-2721: IEEE.
- [42] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters," *IEEE Transactions on Circuits Systems I*, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, 2008.
- [43] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, and A. A. Fardoun, "A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio," *IEEE Transactions on Circuits Systems I*, vol. 55, no. 4, pp. 1159-1171, 2008.
- [44] R. Gules, L. L. Pfitscher, and L. C. Franco, "An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio," in *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 03TH8692)*, 2003, vol. 1, pp. 411-416: IEEE.
- [45] G. V. T. Bascope, "Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados," Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

- [46] E. Landsman, "A unifying derivation of switching DC-DC converter topologies," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1979, vol. 79, pp. 18-22.
- [47] J. P. R. Balestero, F. L. Tofoli, G. V. Torrico-Bascopé, and F. J. M. de Seixas, "A dc-dc converter based on the three-state switching cell for high current and voltage step-down applications," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 398-407, 2012.
- [48] R. Torrico-Bascopé, L. Costa, and G. Torrico-Bascopé, "Generation of new nonisolated high voltage gain DC-DC converters," in *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011, pp. 1-8: IEEE.
- [49] P. H. Feretti, F. L. Tofoli, and E. R. Ribeiro, "Family of Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters Based on The Multi-State Switching Cell," *IEEE Journal of Emerging Selected Topics in Power Electronics*, 2022.
- [50] G. H. d. A. Bastos, "Conversores cc-cc não isolados com ampla taxa de conversão de tensão baseados nas células de comutação de múltiplos estados," Tese de doutorado, Universidade Federal do Ceará, 2017.
- [51] Y. J. A. Alcazar, "Estudo do conversor bosst CC-CC de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (MC)," Tese de Doutorado, Universidade Federal do Ceará, 2010.
- [52] C. K. Alexander and M. N. Sadiku, *Fundamentos de circuitos elétricos*, 5ª ed. AMGH Editora, 2013.
- [53] J. Guo *et al.*, "A comprehensive analysis for high-power density, high-efficiency 60 kW interleaved boost converter design for electrified powertrains," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 7, pp. 7131-7145, 2020.
- [54] S. Matsumura, T. Hatanaka, H. Akiyama, and T. Sakugawa, "Study of short-pulse compression circuit using a fast recovery diode," in *2014 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, 2014, pp. 174-177: IEEE.
- [55] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*. CRC press, 2017.

- [56] H. A. d. MELLO, *Dissipadores de calor para componentes de semicondutores* (Instituto de Engenharia Nuclear - Comissão Nacional de Energia Nuclear). 1965.
- [57] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*, Fourth edition ed. Florida Polytechnic University: Butterworth-Heinemann, 2017.
- [58] G. H. de Alcântara Bastos, L. F. Costa, F. L. Tofoli, G. V. T. Bascope, and R. P. T. Bascopé, "Nonisolated DC–DC converters with wide conversion range for high-power applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 749-760, 2019.
- [59] N. B. Chagas, "Estudo das características de materiais magnéticos aplicados ao acionamento de lâmpadas fluorescentes sem eletrodos," Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, 2014.
- [60] L. C. A. B. d. Pinho, "Materiais magnéticos e suas aplicações," Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia, Universidade do Porto, 2009.
- [61] C. Jiang, X. Li, S. S. Ghosh, H. Zhao, Y. Shen, and T. Long, "Nanocrystalline powder cores for high-power high-frequency power electronics applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10821-10830, 2020.
- [62] X. Liu, T. Wang, L. Hu, X. Chen, N. Liu, and L. Chen, "Design and Optimization of High Frequency Transformer with Nanocrystalline Core," in *2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, 2019, pp. 246-249: IEEE.
- [63] R. Prochazka, J. Hlavacek, and K. Draxler, "Magnetic circuit of a high-voltage transformer up to 10 kHz," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 1, pp. 1-4, 2015.
- [64] M. Xiong, X. Wei, Y. Huang, Z. Luo, and H. Dai, "Research on novel flexible high-saturation nanocrystalline cores for wireless charging systems of electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 8310-8320, 2020.

- [65] D. E. Gaona, S. Ghosh, and T. Long, "Feasibility study of nanocrystalline-ribbon cores for polarized inductive power transfer pads," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 6799-6809, 2019.
- [66] D. E. Gaona-Erazo, C. Jiang, and T. Long, "Highly Efficient 11.1 kW Wireless Power Transfer Utilizing Nanocrystalline Ribbon Cores," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021.
- [67] I. Barbi, C. H. Font, and R. L. Alves, "Projeto físico de indutores e transformadores," I.-UFSC, Ed., ed. Florianópolis, 2002.

## **APÊNDICE A      Projeto dos elementos magnéticos**

O projeto dos elementos magnéticos deve ser realizado de forma criteriosa, de forma que estes elementos apresentem dimensões otimizadas com relação à potência do conversor, implicando em uma boa densidade de potência e garantindo o compartilhamento equilibrado da corrente entre os braços do autotransformador. Neste apêndice, será apresentado o procedimento para o projeto físico do indutor e autotransformador da 4SSC.

### **A.1 Material do núcleo**

Para aplicações em frequências elevadas, da ordem de quilohertz, os principais materiais empregados na constituição dos núcleos são o ferrite, liga metálica, nanocristalinos e amorfos. Dentre os critérios que definem a escolha do material, destacam-se: a permeabilidade, resistividade elétrica e densidade de saturação, requeridos em função da aplicação a que se destina [59] [60].

#### **A.1.1 Núcleos de ferrite de média e alta permeabilidades**

Os ferrites podem ser divididos com base em sua coercividade, que é a característica relacionada à intensidade do campo magnético necessária para desmagnetizar um componente ferromagnético inicialmente saturado: os ferrites duros, que possuem alta coercividade, e os macios, que possuem baixa coercividade. Portanto, devido às menores perdas ao magnetizar ou desmagnetizar o material, os ferrites macios são os mais indicados em aplicações relacionadas aos conversores de potência e os mais utilizados são os compostos por Ni-Zn e Mn-Zn, para aplicações até 2 MHz.

Os ferrites Ni-Zn possuem alta resistividade elétrica e permeabilidade limitada; entre 15 e 1500. Já os ferrites Mn-Zn, possuem menor resistividade elétrica, se comparados aos Ni-Zn e alta permeabilidade; entre 750 e 30000, em que os mais comumente utilizados são os de média permeabilidade, em torno de 2500. Os ferrites de média permeabilidade são utilizados na construção de indutores e autotransformadores para fontes chaveadas enquanto os de alta permeabilidade (acima de 5000), são utilizados principalmente na construção de indutores de modo comum para entradas de fontes chaveadas. A principal desvantagem dos ferrites é sua baixa densidade magnética de saturação; entre 0,3 e 0,5 T. Suas principais vantagens são o baixo custo [61], menores perdas se comparado ao Fe-Si [60].

### **A.1.2 Núcleos de ligas metálicas**

Os núcleos de pós de ligas metálicas são normalmente utilizados para aplicações de alta frequência (acima de 50 kHz), como na construção de filtros para conversores e indutores para amplificadores classe D. Dentre as ligas, destacam-se a Sendust (85% Fe, 9% Si e 6% Al), Nanodust (85% Fe, 8% Si, 3% B, 3% Al e 1 % Ni) e pós de Fe-Si (94% ferro e 6% silício); possuem baixa permeabilidade (entre 26 e 90), são mecanicamente frágeis, apresentam baixas perdas e possuem densidade magnética de saturação entre 1 e 1,6 T. O custo de aquisição é superior ao dos ferrites.

### **A.1.3 Materiais magnéticos nanocristalinos**

Materiais magnéticos nanocristalinos são ligas ferrosas compostas de grãos de Fe-Si (por exemplo, a liga Finemet é composta de  $FE_{73,5}Cu_1Nb_3Si_{13,5}B_9$  [60]) de dimensões de 10 a 15 nm, que possuem baixas perdas [62], baixa coercividade, permeabilidade elevada (podendo chegar à 280000) e densidade de magnetização de saturação em torno de 1,2 T. Os núcleos construídos de materiais magnéticos nanocristalinos encontram aplicações em autotransformadores de corrente, autotransformadores para fornos de indução, indutores de modo comum e autotransformadores de potência [61]. Embora tenha surgido na década de 1990, há alguns anos, muitos estudos têm proposto a utilização de núcleos constituídos de materiais magnéticos nanocristalinos em aplicações de baixa potência e/ou baixa frequência (até 10 kHz [63] [62]), como sistemas de carregamento sem fio de telefones celulares, autotransformadores de baixas frequências e sistemas para veículos elétricos [64]. Por causa da baixa resistividade, problemas relacionados à correntes parasitas e aquecimento podem ocorrer nos núcleos nanocristalinos em aplicações de frequências elevadas [64] [65]. Porém recentemente, novas abordagens estão sendo apresentadas, de forma a possibilitar a utilização dos núcleos nanocristalinos, em substituição aos de ferrite, em aplicações de potências e frequências elevadas. Em [66], é apresentado o desenvolvimento de um arranjo para transferência de energia sem fio de 11,1 kW utilizando um núcleo nanocristalino laminado, com performance superior ao utilizando núcleo de ferrite de mesmas dimensões, apresentando melhor eficiência, densidade de potência e estabilidade térmica.

#### A.1.4 Materiais amorfos

As ligas amorfas são normalmente produzidas a partir do rápido resfriamento de metais fundidos e possuem a seguinte constituição: 80% de metais de transição (Fe, Co ou Ni) e 20% de semimetais (B, C, P ou Si). Apresentam elevada saturação magnética, resistividade alta e boa estabilidade térmica. Portanto, não apresentam os problemas de baixa saturação magnética apresentada pelos ferrites, e relacionados às correntes parasitas, apresentados pelos materiais nanocristalinos em função de sua baixa resistividade. Adicionalmente, seu ciclo de histerese é mais estreito com relação aos demais materiais. A principal desvantagem dos materiais amorfos é o aumento significativo do volume do núcleo quando utilizado em aplicações de potências elevadas [59], bem como seu maior custo de aquisição.

#### A.1.5 Escolha do material do núcleo

A Figura A.1 apresenta a permeabilidade relativa e a densidade magnética de saturação dos principais materiais utilizados em núcleos magnéticos, para uma frequência de operação de 1 kHz. O ferrite apresenta a menor densidade de fluxo de saturação e o nanocristalino (FINEMET), o maior valor, enquanto as ligas amorfas apresentam valores intermediários. Embora o material nanocristalino apresente resultados superiores aos demais, deve-se considerar a limitação prática destes em função da frequência de operação, conforme apresentado no item A.1.3.

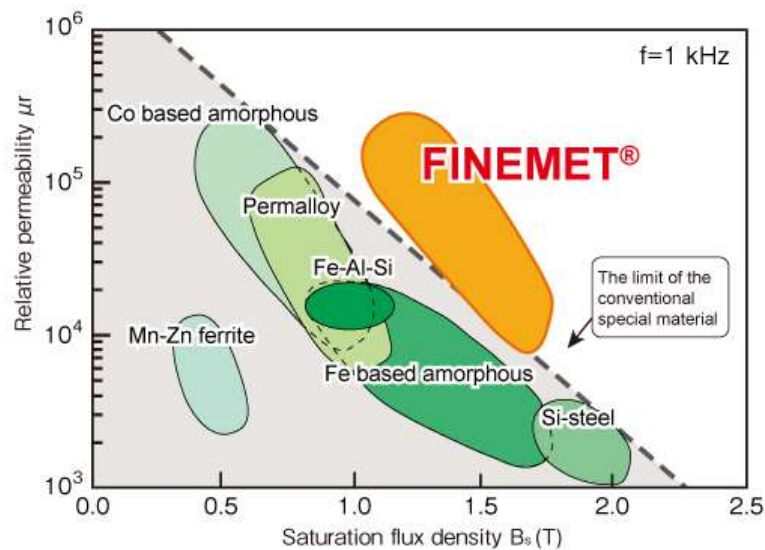


Figura A.1: Densidade magnética de saturação dos principais materiais utilizados em núcleos magnéticos (1 kHz).

Fonte: retirado do *datasheet* do fabricante FINEMET, disponível em [https://www.hitachi-metals.co.jp/e/products/elec/tel/p02\\_21.html](https://www.hitachi-metals.co.jp/e/products/elec/tel/p02_21.html), acesso em 01/2022.



Considerando o exposto e que o conversor proposto opera com potência na ordem de unidade de quilowatt e dezenas de quilohertz de frequência, optou-se pela utilização de núcleos de ferrite de média permeabilidade na construção dos núcleos do indutor e autotransformador. A utilização de núcleos nanocristalinos é possível, desde que seja considerada uma abordagem, como em [66], de forma a minimizar as perdas por correntes parasitas nos núcleos. Quanto aos núcleos amorfos, embora tecnicamente sejam uma opção atraente, ainda possuem custo de aquisição elevado.

## A.2 Indutor *boost*

O projeto para o indutor *boost* é realizado conforme o roteiro apresentado em [67]. Inicialmente, define-se os parâmetros do núcleo a ser utilizado e o número de voltas do indutor, seguido do dimensionamento dos condutores. Por fim, são verificados os valores comercialmente disponíveis dos componentes e então é verificada a possibilidade de execução.

### A.2.1 Definição dos parâmetros do núcleo e número de voltas do indutor

Conforme apresentado no item precedente, será utilizado núcleo de ferrite para a construção do indutor *boost*. Dentre as formas disponíveis, será utilizado o tipo E ao invés do toroidal, visto que não é necessário realizar o corte do núcleo para inclusão do entreferro. A representação do núcleo e do carretel é apresentada na Figura A.2 em que  $A_c$  é a área da seção transversal do núcleo,  $A_w$  a área da janela total e  $A_p$  a área efetivamente ocupada pelos condutores da bobina do indutor.

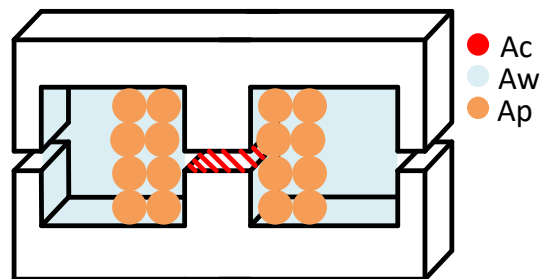


Figura A.2: Núcleo e carretel tipo E.  
Fonte: adaptado de [67].

Inicialmente, define-se o produto entre as áreas necessário para a construção do indutor:

$$A_c A_w = \frac{I_p I_{ef} L}{B_{\max} J_{\max} k_w} \quad (\text{A.1})$$

Em que  $B_{max}$  é a máxima densidade de fluxo magnético do ferrite, considerado igual a 0,3 T;  $J_{max}$  é a densidade máxima de corrente, correspondente a  $4,5 \times 10^6 \text{ A/m}^2$  ou  $450 \text{ A/cm}^2$  e  $k_w$  é o fator de ocupação do cobre dentro do carretel, com valor típico de 0,7, correspondendo a uma ocupação de 70% da janela total disponível. Os valores de  $A_c$  e  $A_w$  são disponíveis nos catálogos dos fornecedores de núcleos de ferrite. A partir destes valores, escolhe-se o núcleo apropriado. A área da janela total é definida por meio da equação (A.2).

$$A_w = \frac{A_p}{k_w} \quad (\text{A.2})$$

A inclusão de um entreferro é necessária para que o valor da indutância seja insensível às variações da permeabilidade no núcleo e para permitir que o indutor opere com valores maiores de corrente, sem que ocorra a saturação magnética. Seu valor é obtido a partir do conhecimento do circuito magnético. O indutor é construído utilizando um núcleo tipo E, que pode ser simplificado na forma de um núcleo C, magneticamente equivalente, conforme apresentado na Figura A.3, em que  $l_c$  e  $l_g$  são o comprimento do caminho magnético no núcleo e entreferro, respectivamente.

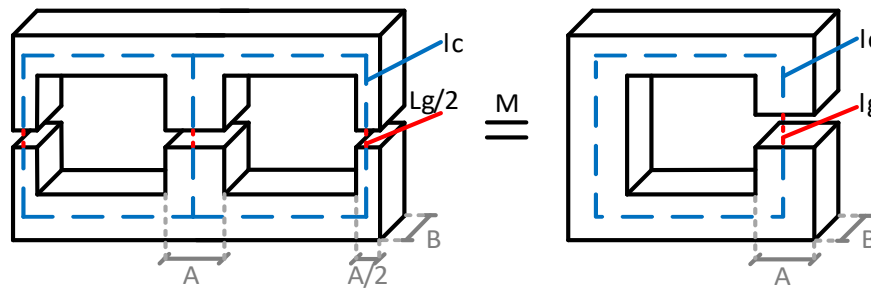


Figura A.3: Simplificação do núcleo tipo E.

O indutor pode ser representado por meio de seu circuito magnético, conforme apresentado na Figura A.4, em que  $\mathcal{F}_{mm}$  é a força magnetomotriz,  $\mathcal{R}_c$  é a relutância do núcleo e  $\mathcal{R}_g$  a relutância do entreferro.

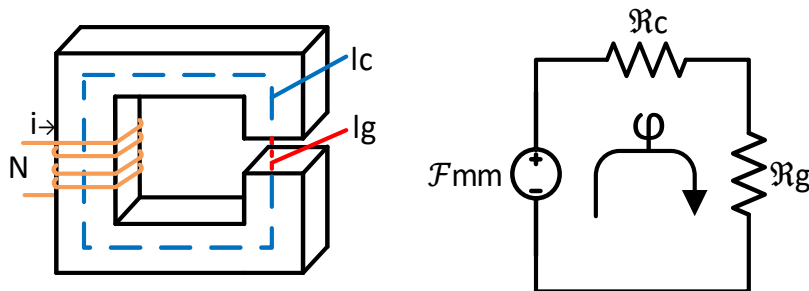


Figura A.4: Circuito magnético do indutor *boost*.

As relutâncias do núcleo e entreferro são definidas conforme as equações (A.3) e (A.4), respectivamente, em que  $\mu_o$  é a permeabilidade do ar, equivalente à  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m, e  $\mu_c$  é a permeabilidade do núcleo de ferrite, igual à  $3,14 \cdot 10^{-3}$  H/m (pois  $\mu_c = \mu_{r(\text{ferrite})} \cdot \mu_o = 2500 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m).

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_o A_g} \quad (\text{A.4})$$

As áreas do núcleo e do entreferro podem ser consideradas iguais. Conforme apresentado, a permeabilidade no entreferro é muito menor do que a permeabilidade no núcleo, conseqüentemente, o valor da relutância no entreferro é muito maior do que a relutância no núcleo. A relutância equivalente pode ser calculada conforme a equação (A.5).

$$\mathfrak{R}_{eq} = \mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g \simeq \mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_o A_c} \quad (\text{A.5})$$

Por meio da análise do circuito magnético e equacionamento matemático, obtém-se o valor do entreferro necessário para a obtenção da indutância requerida, em que  $\varphi$  é o fluxo magnético,  $H$  é a intensidade do campo magnético e  $\lambda$  é o fluxo magnético concatenado no enrolamento do indutor:

$$\varphi = \frac{Ni}{\mathfrak{R}_{eq}} = \frac{N\mu_o A_c i}{l_g} \quad (\text{A.6})$$

$$\lambda = N\varphi = \frac{N^2 \mu_o A_c i}{l_g} \quad (\text{A.7})$$

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N^2 \mu_o A_c}{l_g} \leftrightarrow l_g = \frac{N^2 \mu_o A_c}{L} \leftrightarrow N = \sqrt{\frac{l_g L}{\mu_o A_c}} \quad (\text{A.8})$$

## A.2.2 Dimensionamento dos condutores

A bitola do condutor ( $S$ ) é definida em função da relação entre a corrente eficaz e a máxima densidade de corrente admitida por este condutor. Em frequências elevadas, o efeito pelicular provoca uma redução da área efetiva do condutor, que não deve possuir diâmetro ( $D_{focobre}$ ) superior

à duas vezes o valor da profundidade de penetração ( $\delta$ ), que corresponde à área da seção transversal do condutor em que há densidade de corrente e que diminui com o aumento da frequência.

$$S = \frac{I_{ef}}{J_{\max}} \quad (\text{A.9})$$

$$\delta = \frac{0,075}{\sqrt{f_{sL}}} = \frac{0,075}{\sqrt{3f_s}} \quad (\text{A.10})$$

Normalmente, um único fio condutor não é capaz de atender à capacidade de condução de corrente e ao quesito da profundidade de penetração simultaneamente, portanto, faz-se necessário calcular o número de fios condutores ( $n_{\text{espiras}}$ ) necessários para atender a estes requisitos. A área de cada espira é definida como  $S_{\text{fio}}$ .

$$n_{\text{espiras}} = \frac{S}{S_{\text{fio}}} \quad (\text{A.11})$$

$$D_{\text{fio}_{\text{cobre}}} \leq 2\delta \quad (\text{A.12})$$

Após a definição do número de voltas do indutor e de espiras necessárias, calcula-se a área efetivamente ocupada pelo enrolamento no carretel do núcleo ( $A_{\text{pef}}$ ), em que se deve levar em consideração a área da seção nominal total do fio (cobre e isolamento –  $S_{\text{fio}_{\text{total}}}$ ), e compara-se com a área disponível ( $A_p$ ), a fim de verificar se a janela do núcleo suporta o enrolamento calculado – critério de execução. Caso este critério não seja atendido, deve-se reiniciar o processo de cálculo físico do indutor, considerando um núcleo maior ou a utilização de mais de um núcleo.

$$A_{\text{pef}} = n_{\text{espiras}} S_{\text{fio}_{\text{total}}} N < A_p \quad (\text{A.13})$$

### A.2.3 Projeto físico do indutor *boost*

Para o projeto do indutor, é considerado o ponto de operação apresentado na Tabela 4.1. Conforme o roteiro proposto, o produto das áreas  $A_c A_w$  é calculado conforme a equação (A.1), resultando em  $29 \cdot 10^{-9} m^4$ , e então é selecionado o núcleo comercialmente disponível, que atenda ao requerido, utilizando-se a folha de dados obtida pelo fabricante, conforme Tabela A.1. Inicialmente é selecionado o núcleo selecionado é o NEE-42/21/20.

Tabela A.1: Parâmetros dos núcleos tipo NEE, da Thornton.

Núcleo	$A_c$ ( $10^{-6}$ m <sup>2</sup> )	$A_w$ ( $10^{-6}$ m <sup>2</sup> )	$A_c A_w$ ( $10^{-9}$ m <sup>4</sup> )
42/21/20	240	256	61
55/28/21	354	376	133
55/28/25	421	376	158
65/33/26	532	547	291

Fonte: Catálogo do fabricante, disponível em: <https://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm> (acesso em 12/2021).

Assume-se o entreferro igual à 1 mm e encontra-se o número de voltas do indutor utilizando a equação (A.8). O valor calculado é 10,03, portanto, será adotado o valor de 11 voltas. A partir de (A.10) é calculada a profundidade de penetração; igual à  $291 \cdot 10^{-4}$ . O diâmetro do cobre do fio deve ser inferior à duas vezes esse valor para que o critério de penetração seja atendido, conforme a equação (A.12); portanto, adota-se o fio 25 AWG ( $450 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>). A área do cobre e número de espiras em paralelo são calculados a partir das equações (A.9) e (A.11), respectivamente. A área da seção transversal ( $S$ ) calculada é de 6,18 mm<sup>2</sup>; utilizando-se fio de bitola 25 AWG (área do cobre igual à 0,1624 mm<sup>2</sup> ( $S_{fio}$ ) e área total igual à 0,2078 mm<sup>2</sup> ( $S_{fio\ total}$ ), considerando o isolamento), são necessárias 39 espiras ( $n_{espiras}$ ).

A área efetivamente ocupada pelo enrolamento no carretel do núcleo ( $A_{pef}$ ) é igual à  $90 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>; calculada a partir da equação (A.13); valor inferior à área disponível para o enrolamento na janela do núcleo ( $A_p$ ), que é de  $179 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>, obtida a partir de (A.2). Verifica-se, portanto, que o critério de execução é atendido.

Tabela A.2: Quadro resumo – projeto físico do indutor *boost*.

Parâmetro	Especificação
Núcleo	NEE-42/21/20 (Thornton)
Número de voltas do indutor ( $N$ )	11
fio	25 AWG
número de condutores em paralelo ( $n_{espiras}$ )	39

### A.3 Autotransformador

O projeto para o autotransformador é similar ao realizado para o indutor *boost*, porém sem considerar o entreferro.

Conforme apresentado na Tabela 3.2, quando o conversor proposto opera na região  $R_2$ , ocorrem os estados de operação 2 e 3, ou seja; em uma parcela de tempo, dois interruptores estarão ligados e um desligado (estado 2); e na outra parcela, um interruptor estará ligado e os outros dois, desligados (estado 3). Serão tomados os dois primeiros intervalos de operação do conversor *boost* 4SSC-VMC operando em MCC e  $R_2$  como referência.

Nas etapas ímpares de operação, dois interruptores estão ligados e um desligado (estado 2). Tomando como referência a primeira etapa de operação  $[t_0, t_1]$ , os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  estão ligados e  $S_2$  está desligado.

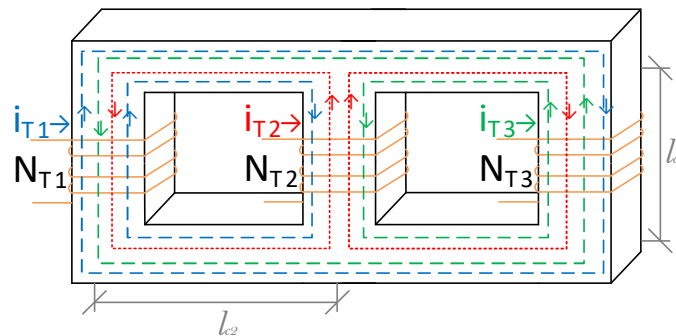


Figura A.5: Fluxo magnético no autotransformador na primeira etapa de operação.

Os fluxos magnéticos gerados pela passagem da corrente no primeiro e terceiro enrolamentos do autotransformador são representados pelas linhas tracejadas nas cores azul e verde, respectivamente. A tensão nestes dois enrolamentos equivale à tensão de entrada menos a tensão no indutor *boost*. Visto que o fluxo total através de uma superfície fechada em um campo magnético deve ser zero, são gerados os fluxos magnéticos representados pela linha vermelha pontilhada na perna do núcleo em que está instalado o segundo enrolamento, em sentido contrário aos gerados pelas correntes do primeiro e terceiro enrolamentos. A tensão gerada no segundo enrolamento tem o dobro da amplitude e sentido contrário às tensões no primeiro e terceiro enrolamentos. Verifica-se, portanto, que, desde que seja mantido o fluxo magnético, as correntes

nos três enrolamentos do autotransformador serão iguais em amplitude e fase. A análise para as demais etapas ímpares de operação é similar, alterando-se apenas os índices dos interruptores.

Nas etapas pares de operação, dois interruptores estão desligados e um ligado (terceiro estado). Tomando como referência a segunda etapa de operação  $[t_1, t_2]$ , os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão desligados e  $S_1$  está ligado.

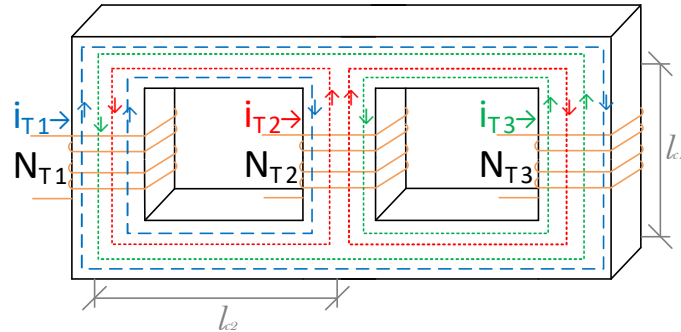


Figura A.6: Fluxo magnético no autotransformador na segunda etapa de operação

Os fluxos magnéticos gerados pela passagem da corrente no primeiro enrolamento do transformador são representados pelas linhas tracejadas na cor azul. A tensão neste enrolamento equivale à tensão de entrada menos a tensão no indutor *boost*. Visto que o fluxo total através de uma superfície fechada em um campo magnético deve ser zero, são gerados os fluxos magnéticos representados pelas linhas pontilhadas nas cores vermelho e verde nas pernas do núcleo em que estão instalados o segundo e o terceiro enrolamento, em sentido contrário aos gerados pela corrente do primeiro enrolamento. A tensão gerada no terceiro enrolamento equivale à metade da tensão no segundo enrolamento, visto que o caminho magnético (e conseqüentemente, a relutância) entre o primeiro e o terceiro enrolamento, é o dobro do caminho magnético entre o primeiro e o segundo enrolamento – ambas possuem sinais contrários à tensão no primeiro enrolamento. Verifica-se, portanto, que, desde que seja mantido o fluxo magnético, as correntes nos três enrolamentos do autotransformador serão iguais em amplitude e fase. A análise para as demais etapas pares de operação é similar, alterando-se apenas os índices dos interruptores.

### A.3.1 Definição dos parâmetros do núcleo e número de voltas do autotransformador

Assim como o indutor, será utilizado núcleo de ferrite para a construção do autotransformador, porém ele é formado a partir da união de 2 núcleos tipo E e corte, de forma que suas três pernas sejam iguais (outra forma de se formar tal núcleo seria por meio da união de dois núcleos tipo C).

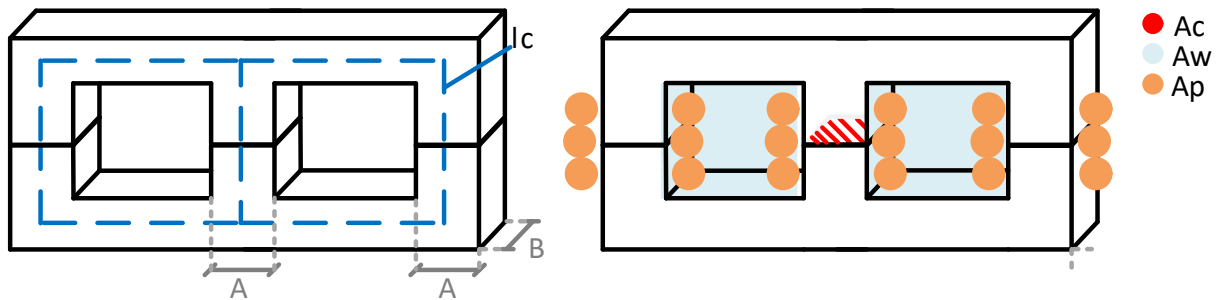


Figura A.7: Núcleo do autotransformador.

Conforme se verifica na equação (A.8), a indutância depende das dimensões físicas do enrolamento e de sua construção física; adicionalmente, o fluxo magnético e a corrente são proporcionais à indutância. Os três enrolamentos estão instalados em três pernas de um núcleo magnético único e desde que seus enrolamentos sejam iguais, há um compartilhamento equilibrado da corrente entre eles, conseqüentemente, as correntes nos três enrolamentos serão iguais em amplitude e fase.

### A.3.2 Projeto físico do autotransformador

Para o projeto do autotransformador, é considerado o ponto de operação apresentado na Tabela 4.1, porém a corrente de cada enrolamento é igual à um terço da corrente de entrada. A área total da janela disponível para cada bobina é a metade da área efetiva da janela do núcleo, pois cada janela será ocupada pelo cobre de duas bobinas. A equação (A.5) pode ser reescrita para o cálculo da relutância equivalente do autotransformador, resultando na equação (A.14), em que  $\mu_c$  é a permeabilidade do núcleo de ferrite, equivalente à  $3,14 \cdot 10^3$  H/m.

$$\mathfrak{R}_{eq} = \frac{l_c}{\mu_c A_c} \quad (\text{A.14})$$



Os valores das áreas e do comprimento do caminho magnético médio dos núcleos, calculados conforme os dados fornecidos no *datasheet* do fabricante, são apresentados na Tabela A.3. A indutância do autotransformador deve ser suficiente para manter o fluxo magnético, porém não deve ser alta, para que não haja saturação magnética; será inicialmente considerado um valor de 100  $\mu\text{H}$  e calculado o número de voltas de cada enrolamento do autotransformador a partir da equação (A.15) (obtida a partir da equação (A.8), reescrita para o autotransformador).

Tabela A.3: Parâmetros dos núcleos tipo NEE, da Thornton.

Núcleo	$A_c$ ( $10^{-6} \text{ m}^2$ )	$A_w/2$ ( $10^{-6} \text{ m}^2$ )	$l_c$ (mm)	$A_p$ ( $10^{-6} \text{ m}^2$ )	$A_c(A_w/2)$ ( $10^{-9} \text{ m}^4$ )
42/21/20	240	128	179,5	90	31
55/28/21	354	188	231,4	132	67
55/28/25	421	188	231,4	132	80
65/33/26	532	273,5	273,3	192	146

Ref. <https://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm> (acesso em 12/2021).

Diferentemente do indutor, em que o comprimento do entreferro é predominante, deve-se calcular o número de voltas considerando cada tipo dos núcleos considerados, apresentados na Tabela A.3.

$$N = \sqrt{\frac{l_c L}{\mu_c A_c}} \quad (\text{A.15})$$

Os valores calculados para os números de voltas para cada enrolamento do autotransformador para os núcleos da Tabela A.3 são 4,36, 4,08, 3,74 e 3,61, respectivamente, portanto, é adotado o valor de 4 voltas e descartada a possibilidade de utilizar o núcleo NEE-42/21/20. A profundidade de penetração é igual à calculada para o indutor; portanto, adota-se o fio 25 AWG. Visto que a corrente em cada enrolamento do autotransformador é igual à um terço do valor da corrente do indutor, são necessárias 13 espiras ( $n_{\text{espiras}}$ ) em paralelo.

A área efetivamente ocupada pelo enrolamento no carretel do núcleo ( $A_{\text{pef}}$ ) é igual à  $30 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ ; calculada a partir da equação (A.13); valor inferior à metade da área disponível para o enrolamento na janela do núcleo NEE-55/28/21 ( $A_p$ ), conforme a Tabela A.3, obtida por (A.2). Adicionalmente, deve-se verificar se a densidade de saturação de fluxo magnético é respeitada, em

que é considerado o valor máximo de 0,5 T. A densidade de fluxo magnético é calculada conforme a equação (A.16).

$$B = \frac{\mu_c Ni}{l_c} \quad (\text{A.16})$$

Os valores encontrados para os núcleos da Tabela A.3 são 0,65, 0,5, 0,5 e 0,42 T, portanto, o núcleo NEE-55/28/21 pode ser utilizado e o critério de execução é atendido. A Tabela A.4 apresenta os parâmetros especificados para o autotransformador.

Tabela A.4: Quadro resumo – projeto físico do autotransformador.

<b>Parâmetro</b>	<b>Especificação</b>
Núcleo	2 x NEE-55/28/21/20
Número de voltas em cada enrolamento ( $N$ )	4
fio	25 AWG
número de condutores em paralelo ( $n_{\text{espiras}}$ )	13