



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**GEORGE HARRISON DE ALCANTARA BASTOS**

**CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM AMPLA TAXA DE  
CONVERSÃO DE TENSÃO BASEADOS NAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE  
MÚLTIPLOS ESTADOS**

**FORTALEZA**

**2017**

GEORGE HARRISON DE ALCANTARA BASTOS

CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM AMPLA TAXA DE CONVERSÃO DE  
TENSÃO BASEADOS NAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

FORTALEZA

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

B328c Bastos, George Harrison de Alcantara.

Conversores cc-cc não isolados com ampla taxa de conversão de tensão baseados nas células de comutação de múltiplos estados / George Harrison de Alcantara Bastos. – 2017.

157 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2017.

Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé..

1. Conversor CC-CC. 2. Conversor de ampla taxa de conversão de tensão. 3. Células de comutação de múltiplos estados. I. Título.

CDD 621.3

---

GEORGE HARRISON DE ALCANTARA BASTOS

CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM AMPLA TAXA DE CONVERSÃO DE  
TENSÃO BASEADOS NAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Aprovada em: 25 / 05 / 2017

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas  
Universidade Estadual Paulista (UNESP)

---

Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli  
Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ)

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, aos meus queridos pais, Antônio Bastos de Moraes e Secundina de Alcantara Costa, que sempre estiveram presentes e atentos à minha educação, além de sempre apoiarem minhas decisões profissionais. Não poderia deixar de comentar, claro, da dedicação e amor que nunca me faltaram.

Não poderia deixar de citar, também, outras duas importantes pessoas do meu núcleo familiar, minha irmã e meu irmão, este último que agraciou a mim e à família com uma linda afilhada, a Aninha.

À minha namorada e amiga, Mirlla Santiago Barbosa Gomes, por toda dedicação e compreensão, principalmente durante esta reta final do doutorado. Agradeço, também, a todos os meus demais familiares: tios, tias, primos e avôs.

Ao orientador e professor Dr. René Pastor Torrico Bascopé, presença constante e incansável desde a iniciação científica até os dias atuais. Aos professores da casa, Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz e Dr. Paulo Peixoto Praça; ao professor Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas, da Universidade Estadual Paulista (UNESP); e ao Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli, da Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ), por aceitarem participar da minha banca de tese. Agradeço a todos por terem enriquecido ainda mais este trabalho com sugestões, esclarecimentos e críticas positivas.

Aos funcionários e professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE). A estes pela troca constante de conhecimentos técnico-científicos; àqueles pelo auxílio e soluções técnicas prestadas. Agradeço em particular ao técnico Pedro Augusto de Oliveira, por sua ajuda e dedicação na implementação física do projeto.

Aos colegas de pós-graduação, pelas sugestões técnicas, ou simplesmente pelos papos descontraídos. Não irei citar nomes para não cair na falha de esquecer alguém.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) da Universidade Federal do Ceará, pelo apoio técnico e estrutural.

“Sete pecados sociais: política sem princípios,  
riqueza sem trabalho, prazer sem consciência,  
conhecimento sem caráter, comércio sem moralidade,  
ciência sem humanidade e culto sem sacrifício.”  
(Mahatma Gandhi)

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de conversores CC-CC não isolados com ampla taxa de conversão de tensão baseados na célula de comutação de múltiplos estados. Os doze conversores propostos são empregados em aplicações que necessitam de uma ampla taxa de conversão de tensão. Normalmente, a baixa tensão nos terminais é encontrada em painéis fotovoltaicos, pequenos geradores eólicos, células combustíveis e bancos de baterias. Estes valores de tensão devem ser elevados para níveis em torno de 200 V, 400 V ou 800 V. As principais características destes conversores com uma ampla taxa de conversão de tensão são: menor esforço de corrente nos interruptores, devido à divisão de corrente; alta capacidade de processamento de energia; possibilidade de associar outros enrolamentos secundários, dependendo do requisito de tensão de saída; o secundário do transformador multifásico pode ter dois tipos de conexões (estrela ou polígono); baixa ondulação de corrente no indutor, o que implica na redução de volume do elemento magnético; baixa ondulação de tensão nos capacitores o que implica a redução do tamanho do capacitor. O conversor com célula de quatro estados e ampla taxa de conversão de tensão apresenta três regiões de operação, onde a primeira, com a razão cíclica menor do que  $1/3$ , apresenta um ganho estático menor em relação às outras duas, em virtude da não indução de tensão no secundário do transformador em uma de suas etapas de operação. Para validar o estudo teórico, um protótipo com potência de 3 kW com a tensão de entrada de  $96 V_{CC}$  e uma tensão de saída de  $400 V_{CC}$  foi implementado em laboratório.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC. Conversor de ampla taxa de conversão de tensão. Células de comutação de múltiplos estados.

## ABSTRACT

This paper presents the study and development of non-insolated DC-DC converters with high voltage conversion rate based on multi-state switching cell. The twelve proposed converters are used in applications where a high voltage conversion rate is required. Typically, the low voltage at the terminals is found in photovoltaic panels, small wind generators, fuel cells and battery banks. These voltage values should be raised to levels around 200 V, 400 V or 800 V. The main characteristics of these converters with a high voltage conversion rate are: reduced current stress in the switches due to current splitting; High power processing capacity; Possibility of associating other secondary windings depending on the output voltage requirement; The multiphase transformer secondary can have two types of connections (star or polygon); Low current ripple in the inductor, which implies in the reduction of volume of the magnetic element; Low voltage ripple in the capacitors, which implies in reducing the size of the capacitor. The converter with four-state cell and high voltage conversion rate has three operating regions where the first operating region, with the duty cycle less than  $1/3$ , has a lower static gain compared to the other two operating regions due to non-voltage induction in the secondary of the transformer in one of its stages of operation. To validate the theoretical study, a prototype with 3 kW output power, 96 VDC input voltage, and 400 VDC output voltage, was implemented in the laboratory.

**Keywords:** DC-DC converter. Converter high voltage gain. Multiple cell switching states.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Célula de comutação canônica.....	24
Figura 2.2	a) Estados de operação da célula de dois estados, b) Célula bidirecional de dois estados .....	25
Figura 2.3	Estrutura geral de um conversor com uma célula de comutação.....	25
Figura 2.4	Modulação PWM para conversor CC-CC monofásico.....	27
Figura 2.5	Conversor duplo boost quadrático .....	28
Figura 2.6	Conversor <i>boost</i> clássico com indutores acoplados.....	29
Figura 2.7	Conversor <i>boost</i> multinível com capacitores chaveados .....	29
Figura 2.8	Conversor <i>boost</i> de alto ganho com capacitores chaveados .....	30
Figura 2.9	Conversor híbrido boost-flyback .....	30
Figura 2.10	Conversor <i>boost</i> com capacitor chaveado.....	31
Figura 2.11	Conversor <i>boost</i> interleaved com dobrador de tensão na saída .....	32
Figura 2.12	Conversor <i>boost</i> baseado na CCTE e célula multiplicadora de tensão.....	32
Figura 2.13	Conversor <i>boost</i> de alto ganho de tensão com célula de comutação de três estados usando enrolamento auxiliar .....	33
Figura 2.14	Conversor <i>boost</i> bidirecional de três portas de alto ganho de tensão com célula de comutação de três estados usando enrolamento auxiliar.....	34
Figura 2.15	Conversor <i>boost</i> trifásico interleaved em paralelo.....	35
Figura 2.16	Conversor genérico multifásico de alto ganho de tensão.....	35
Figura 2.17	Conversor <i>boost</i> interleaved com indutor acoplado e CMV.....	36
Figura 2.18	Geração da célula de comutação de três estados .....	38
Figura 2.19	Conversor CC-CC <i>boost</i> utilizando célula de comutação de três estados ....	41
Figura 2.20	Geração da célula de comutação de quatro estados .....	42
Figura 2.21	Célula de comutação de múltiplos estados (CCME) .....	44
Figura 2.22	Conversor <i>boost</i> com célula de comutação de quatro estados com ligação Y- $\Delta$ .....	45
Figura 2.23	Célula de comutação de múltiplos estados com ampla taxa de conversão de tensão (CCME-ATCT) .....	46
Figura 2.24	Geração do conversor <i>buck</i> ; (a) conversor <i>buck</i> bidirecional. (b) conversor <i>buck</i> baseado na CCME-ATCT .....	47

Figura 2.25	Geração do conversor <i>boost</i> ; (a) conversor <i>boost</i> bidirecional. (b) conversor <i>boost</i> baseado na CCME-ATCT .....	48
Figura 2.26	Geração do conversor <i>buck-boost</i> ; (a) conversor <i>buck-boost</i> bidirecional; (b) conversor <i>buck-boost</i> baseado na CCME-ATCT .....	48
Figura 2.27	Geração do conversor Ćuk; (a) conversor Ćuk bidirecional; (b) conversor Ćuk baseado na CCME-ATCT .....	49
Figura 2.28	Geração do conversor SEPIC; (a) conversor SEPIC bidirecional; (b) conversor SEPIC baseado na CCME-ATCT .....	49
Figura 2.29	Geração do conversor Zeta; (a) conversor Zeta bidirecional; (b) conversor Zeta baseado na CCME-ATCT.....	50
Figura 2.30	Geração do conversor <i>buck</i> ; (a) conversor <i>buck</i> bidirecional. (b) conversor <i>buck</i> baseado na CCME-ATCT .....	51
Figura 2.31	Geração do conversor <i>boost</i> ; (a) conversor <i>boost</i> bidirecional. (b) conversor <i>boost</i> baseado na CCME-ATCT .....	51
Figura 2.32	Geração do conversor <i>buck-boost</i> ; (a) conversor <i>buck-boost</i> bidirecional; (b) conversor <i>buck-boost</i> baseado na CCME-ATCT .....	52
Figura 2.33	Geração do conversor Ćuk; (a) conversor Ćuk bidirecional; (b) conversor Ćuk baseado na CCME-ATCT .....	52
Figura 2.34	Geração do conversor SEPIC; (a) conversor SEPIC bidirecional; (b) conversor SEPIC baseado na CCME-ATCT .....	53
Figura 2.35	Geração do conversor Zeta; (a) conversor Zeta bidirecional; (b) conversor Zeta baseado na CCME-ATCT.....	53
Figura 3.1	Conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCME-ATCT .....	56
Figura 3.2	Primeira etapa de operação .....	58
Figura 3.3	Segunda etapa de operação .....	59
Figura 3.4	Terceira etapa de operação.....	60
Figura 3.5	Quarta etapa de operação .....	61
Figura 3.6	Quinta etapa de operação .....	61
Figura 3.7	Sexta etapa de operação .....	62
Figura 3.8	Circuito equivalente durante a, (a) primeira etapa e (b) segunda etapa, do conversor <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT usando transformador trifásico em Y-Y .....	62
Figura 3.9	Principais formas de onda para a região R1 no MCC.....	63

Figura 3.10	Tensão de saída $V_{C1}$ e $V_{C2}$ do conversor para a região R1 no MCC .....	64
Figura 3.11	Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para a região R1 ..	65
Figura 3.12	Ondulação da corrente parametrizada no indutor $L_1$ em função da razão cíclica $D$ .....	67
Figura 3.13	Corrente no capacitor de saída na região R1 .....	67
Figura 3.14	Terceira etapa de operação.....	70
Figura 3.15	Principais formas de onda para a região R1 no MCD .....	71
Figura 3.16	Corrente entregue a carga na região R1 no MCD.....	72
Figura 3.17	Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para a região R1 em MCD .....	73
Figura 3.18	Característica externa do conversor <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT para a região R1 .....	74
Figura 3.19	Primeira etapa de operação .....	76
Figura 3.20	Segunda etapa de operação .....	77
Figura 3.21	Terceira etapa de operação.....	77
Figura 3.22	Quarta etapa de operação .....	78
Figura 3.23	Quinta etapa de operação .....	79
Figura 3.24	Sexta etapa de operação .....	79
Figura 3.25	Principais formas de onda para a região R2 no MCC.....	80
Figura 3.26	Circuito equivalente durante a, (a) primeira etapa e (b) segunda etapa, do conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCME-ATCT usando transformador trifásico em Y-Y .....	81
Figura 3.27	Ganho estático em função da razão cíclica do conversor proposto .....	82
Figura 3.28	Ondulação da corrente parametrizada no indutor $L_1$ em função da razão cíclica $D$ .....	83
Figura 3.29	Corrente no capacitor de saída região R2 .....	84
Figura 3.30	Terceira etapa de operação.....	86
Figura 3.31	Principais formas de onda para a região R2 no MCD .....	87
Figura 3.32	Corrente entregue à carga na região R2 no MCD.....	88
Figura 3.33	Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para a região R2 em MCD .....	89
Figura 3.34	Característica externa do conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT para a região R2.....	90

Figura 3.35	Primeira etapa de operação .....	92
Figura 3.36	Segunda etapa de operação .....	92
Figura 3.37	Terceira etapa de operação.....	93
Figura 3.38	Quarta etapa de operação .....	94
Figura 3.39	Quinta etapa de operação .....	94
Figura 3.40	Sexta etapa de operação .....	95
Figura 3.41	Circuito equivalente da primeira (a) e da segunda (b) etapas de operação do conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT com transformador conectado em Y-Y. ....	95
Figura 3.42	Principais formas de onda para a região R3 no MCC.....	96
Figura 3.43	Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para a região R3 em MCC.....	97
Figura 3.44	Ondulação da corrente parametrizada no indutor $L_1$ em função da razão cíclica $D$ .....	99
Figura 3.45	Corrente no capacitor de saída da região R3 .....	99
Figura 3.46	Terceira etapa de operação da região R3 .....	102
Figura 3.47	Principais formas de onda para a região R3 no MCD .....	103
Figura 3.48	Corrente entregue a carga para a região R3 no MCD.....	104
Figura 3.49	Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para a região R3 em MCD .....	105
Figura 3.50	Característica externa do conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT para a região R3.....	106
Figura 3.51	O ganho estático do conversor para as três regiões de operação ( $0 < D < 1$ ) .....	108
Figura 3.52	Ondulação de corrente parametrizada para as três regiões de operação ( $0 < D < 1$ ) .....	108
Figura 3.53	Característica externa total do conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCME-ATCT.....	109
Figura 3.54	Estrutura física do transformador com os terminais ligados em estrela-estrela. ....	113
Figura 4.1	Esquemático completo do circuito do conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT .....	120
Figura 4.2	Esquemático dos circuitos <i>snubbers</i> .....	128
Figura 5.1	Conversor CC-CC <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT .....	130

Figura 5.2	Tensão e corrente de saída do conversor proposto em simulação .....	131
Figura 5.3	Tensão e a corrente de alimentação do conversor proposto em simulação ..	131
Figura 5.4	A somatória no barramento de tensão e a tensão sobre os capacitares $C_1$ e $C_2$ do conversor proposto na simulação.....	132
Figura 5.5	Tensão e a corrente através do indutor <i>boost</i> $L_1$ do conversor proposto na simulação .....	132
Figura 5.6	O sinal de comando do interruptor $S_1$ , a tensão e corrente no primário do transformador trifásico T do conversor proposto na simulação.....	133
Figura 5.7	Tensão e corrente no secundário do transformador trifásico do conversor proposto na simulação .....	133
Figura 5.8	Tensão e corrente no interruptor $S_1$ do conversor proposto obtido em simulação .....	134
Figura 5.9	Corrente no indutor <i>boost</i> e nos três enrolamentos do primário do transformador do conversor proposto obtidas em simulação .....	134
Figura 5.10	Tensão e corrente no diodo $D_7$ localizado na ponte trifásico que está associada ao secundário do transformador e a sua respectiva corrente .....	135
Figura 5.11	Figura 5.11 – Sinal do comando do interruptor $S_1$ (CH1) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div), a tensão de saída (CH3) (200,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) e a corrente CC de saída (CH2) (5,0A/div., 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto .....	135
Figura 5.12	Figura 5.12 – Sinal do comando do interruptor $S_1$ (CH1) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div), a tensão de entrada (CH2) (50,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) e a corrente no indutor $L_1$ (CH2) (20,0A/div., 10,0 $\mu$ s/div), do conversor proposto. ....	136
Figura 5.13	Figura 5.13 – Sinal do comando do interruptor $S_1$ (CH1) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div), e a tensão sobre os capacitares $C_1$ (CH3) (100,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) e $C_2$ (CH4) (100,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto ..	136
Figura 5.14	Figura 5.14 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor $S_1$ , a corrente no indutor <i>boost</i> $L_1$ (CH2) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) e a tensão (CH3) (100,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) e do conversor proposto. ....	137
Figura 5.15	Figura 5.15 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor $S_1$ , a corrente através os terminais do primário do transformador	

	trifásico (CH2) (20,0V/div., 10,0μs/div) e a sua respectiva tensão (CH3) (200,0V/div., 10,0μs/div) e do conversor proposto .....	137
Figura 5.16	Figura 5.16 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0μs/div) do interruptor S <sub>1</sub> , a corrente (CH2) (10,0A/div., 10,0μs/div) no secundário do transformador e a sua respectiva tensão (CH3) (200,0V/div., 10,0μs/div) do conversor proposto.....	138
Figura 5.17	Figura 5.17 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0μs/div) do interruptor S <sub>1</sub> , a corrente através do interruptor S <sub>1</sub> (CH2) (20,0A/div., 10,0μs/div) e a tensão sobre o interruptor S <sub>1</sub> (CH3) (100,0V/div., 10,0μs/div) do conversor proposto .....	138
Figura 5.18	Figura 5.18 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0μs/div) do interruptor S <sub>3</sub> e as correntes através dos três enrolamentos do primário Tp <sub>3</sub> (CH4), Tp <sub>2</sub> (CH3), Tp <sub>1</sub> (CH2) (20,0A/div., 10,0μs/div). .....	139
Figura 5.19	Figura 5.19 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0μs/div) do interruptor S <sub>1</sub> , a corrente no diodo D <sub>7</sub> . (CH2) (10,0A/div., 10,0μs/div) e a tensão no díodo D <sub>7</sub> (CH3) (100,0A/div. , 10,0μs/div) do conversor proposto. ....	140
Figura 5.20	Ganho estático em função da razão cíclica do conversor proposto .....	140
Figura 5.21	Rendimento do conversor proposto em função da sua potência de saída.....	141
Figura 5.22	Fotografia do protótipo implementado, (a) vista frontal, (b) e (c) vistas laterais .....	141

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	Regiões de operação do conversor trifásico proposto .....	57
Tabela 3.2	Intervalo de tempo entre as etapas de operação para a região R1 .....	66
Tabela 3.3	Intervalo de tempo entre as etapas de operação para a região R2 .....	82
Tabela 3.4	Intervalo de tempo entre as etapas de operação para a região R3 .....	98
Tabela 3.5	O ganho estático do conversor para as regiões R1, R2 e R3 de operação.....	107
Tabela 3.6	Dados dos componentes do circuito <i>snubber</i> .....	118
Tabela 4.1	Especificação e considerações de projeto.....	121
Tabela 4.2	Parâmetros de projeto do indutor $L_1$ .....	122
Tabela 4.3	Resumo do projeto físico do indutor $L_1$ .....	123
Tabela 4.4	Parâmetros de projeto do transformador T .....	125
Tabela 4.5	Resumo do projeto físico do transformador T .....	126
Tabela 5.1	Listagem de componentes utilizados na montagem do conversor proposto .....	130

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

(CH1)	Aferição do canal 01 do osciloscópio
(CH2)	Aferição do canal 02 do osciloscópio
(CH3)	Aferição do canal 03 do osciloscópio
ATCT	Ampla Taxa de Conversão de Tensão
Ae	Área da coluna do núcleo
Aw	Área da janela do núcleo
S <sub>fio</sub>	Área da seção do cobre
C <sub>1</sub> e C <sub>2</sub>	Capacitor de filtro
CCME	Célula de Comutação de Múltiplos Estados
CCQE	Célula de Comutação de Quatro Estados
CCTE	Célula de Comutação de Três Estados
Lt	Comprimento efetivo
I <sub>IN</sub>	Corrente de entrada
I <sub>O</sub>	Corrente de saída
I <sub>L1p</sub>	Corrente máxima no indutor
J <sub>max</sub>	Densidade de corrente
B <sub>max</sub>	Densidade de fluxo magnético máximo
D <sub>i</sub>	Diâmetro do fio
ETCT	Elevada de Conversão de Tensão
ETCT	Elevada de Conversão de Tensão
L <sub>g</sub>	Entreferro do indutor
K <sub>f</sub>	Fator da forma de onda quadrada
K <sub>u</sub>	Fator de ocupação do enrolamento
f <sub>s</sub>	Frequência de comutação
G	Ganho estático crítico
G <sub>MC</sub>	Ganho estático modo condução continua
G <sub>MD</sub>	Ganho estático modo condução descontinua
L <sub>1</sub>	Indutor de filtro
Δt	Intervalo de tempo
MCC	Modo de Condução Continua
MCD	Modo de Condução Descontinua
Ne	Número de espiras



$\Delta I_{L1}$	Ondulação de corrente
$\overline{\Delta I_{L1}}$	Ondulação de corrente parametrizada
$\Delta V$	Ondulação de tensão
$\overline{\Delta I_o}$	Parametrização da corrente de saída
$T_s$	Período de comutação
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo
PIN	Potência de entrada
$P_o$	Potência de saída
$A_e.A_w$	Produto das áreas do núcleo
$\Delta$	Profundidade de penetração de corrente no condutor de cobre
PWM	Pulse-Width Modulation
$\Delta Q$	Quantidade de carga
D	Razão cíclica
n	Relação de transformação entre primário e secundário
$R_o$	Resistência de carga
SEPIC	Single Ended Primary Inductor Converter
$V_{IN}$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$V_{TP1}$	Tensão no primário do transformador
$V_{TS1}$	Tensão no secundário do transformador
$V_{L1}$	Tensão sobre o indutor de entrada
$V_{C1}$ e $V_{C2}$	Tensão sobre os capacitores de filtro $C_1$ e $C_2$
$V_{S1}$ , $V_{S2}$ e $V_{S3}$	Tensão sobre os interruptores $S_1$ , $S_2$ e $S_3$
MOSFET	Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor
$V_e$	Volume do núcleo
ETCT	Elevada de Conversão de Tensão
(CH1)	Aferição do canal 01 do osciloscópio
(CH2)	Aferição do canal 02 do osciloscópio
(CH3)	Aferição do canal 03 do osciloscópio
$A_e$	Área da coluna do núcleo
$A_w$	Área da janela do núcleo
$C_1$ e $C_2$	Capacitor de filtro
$\overline{\Delta I_{L1}}$	Ondulação de corrente parametrizada

$\overline{\Delta I_o}$	Parametrização da corrente de saída
$I_{IN}$	Corrente de entrada
$\mu_o$	Permeabilidade magnética do vácuo
$I_o$	Corrente de saída
$I_{L1p}$	Corrente máxima no indutor
$J_{max}$	Densidade de corrente
$B_{max}$	Densidade de fluxo magnético máximo
$K_u$	Fator de ocupação do enrolamento
$K_f$	Fator da forma de onda quadrada
$F_s$	Frequência de comutação
$L_1$	Indutor de filtro
$N_e$	Número de espiras
$T_s$	Período de comutação
$P_{IN}$	Potência de entrada
$P_o$	Potência de saída
$A_e \cdot A_w$	Produto das áreas do núcleo
$D$	Razão cíclica
$R_o$	Resistência de carga
$V_{IN}$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$\Delta$	Profundidade de penetração de corrente no condutor de cobre
ATCT	Ampla taxa de Conversão de Tensão
ETCT	Elevada de Conversão de Tensão
MCC	Modo de condução continua
MCD	Modo de condução descontinua
$G_{MC}$	Ganho estático modo condução continua
$G_{MD}$	Ganho estático modo condução descontinua
$V_e$	Volume do núcleo
$L_t$	Comprimento efetivo
$L_g$	Entreferro do indutor
$n$	Relação de transformação entre primário e secundário
CCME	Célula de comutação de múltiplos estados
CCQE	Célula de comutação de quatro estados

CCTE	Célula de comutação de três estados
$V_{TP1}$	Tensão no primário do transformador
$V_{TS1}$	Tensão no secundário do transformador
$V_{C1}$ e $V_{C2}$	Tensão sobre os capacitores de filtro $C_1$ e $C_2$
$V_{L1}$	Tensão sobre o indutor de entrada
$V_{S1}$ , $V_{S2}$ e $V_{S3}$	Tensão sobre os interruptores $S_1$ , $S_2$ e $S_3$
$S_{fio}$	Área da seção do cobre
$D_i$	Diâmetro do fio
$\Delta t$	Intervalo de tempo
$G_{CRIT}$	Ganho estático crítico
$\Delta V$	Ondulação de tensão
$\Delta Q$	Quantidade de carga
$\Delta I_{L1}$	Ondulação de corrente
MOSFET	Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>

## LISTA DESÍMBOLOS

$\Omega$	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
$^{\circ}\text{C}$	Grau Celsius
s	Segundo
V	Volt
W	Watt

## LISTA DE SÍMBOLOS EM DIAGRAMAS DE CIRCUITOS.

$T_{P1}, T_{P2}, T_{P3},$ $T_{S1}, T_{S2}$ e $T_{S3}$	Enrolamentos do primário e do secundário do transformador trifásico estrela-estrela
$C_1, C_2$ e $C_0$	Capacitores
$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5,$ $D_6, D_7, D_8$ e $D_9$	Diodos
$L_1$	Indutor
$R$	Resistor
$S_1, S_2$ e $S_3$	Interruptores
$V_{IN}$	Fonte de entrada (Baterias)
$N_{PRI}$ e $N_{SEC}$	Núcleo do transformador
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>21</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRAFICA .....</b>	<b>23</b>
<b>2.1</b>	<b>Considerações iniciais .....</b>	<b>23</b>
<b>2.2</b>	<b>Importância das células de comutação .....</b>	<b>23</b>
<b>2.3</b>	<b>Conversores elevadores de tensão não isolados com alto ganho de tensão ..</b>	<b>26</b>
<b>2.3.1</b>	<i>Definição de fase em conversores CC-CC de alto ganho.....</i>	<b>26</b>
<b>2.3.2</b>	<i>Conversores CC-CC com PWM de uma fase .....</i>	<b>27</b>
<b>2.3.3</b>	<i>Conversores CC-CC com PWM de duas fases .....</i>	<b>31</b>
<b>2.3.4</b>	<i>Conversores CC-CC com PWM de três ou multi fases .....</i>	<b>34</b>
<b>2.4</b>	<b>Motivação e objetivos .....</b>	<b>36</b>
<b>2.5</b>	<b>Demonstração da origem da célula de comutação de múltiplos estados (CCME) .....</b>	<b>37</b>
<b>2.5.1</b>	<i>Geração da célula de comutação de três estados.....</i>	<b>37</b>
<b>2.5.2</b>	<i>Geração da célula de comutação de quatro estados.....</i>	<b>41</b>
<b>2.5.3</b>	<i>Aplicações CCQE .....</i>	<b>44</b>
<b>2.6</b>	<b>Geração da célula de comutação de múltiplos estados com ampla taxa de conversão de tensão CCME-ATCT .....</b>	<b>45</b>
<b>2.7</b>	<b>Geração dos conversores CC-CC baseados na CCME-ATCT.....</b>	<b>47</b>
<b>2.7.1</b>	<i>Configuração estrela-estrela do transformador .....</i>	<b>47</b>
<b>2.7.2</b>	<i>Configuração estrela-delta do transformador .....</i>	<b>50</b>
<b>2.8</b>	<b>Considerações finais .....</b>	<b>54</b>
<b>3</b>	<b>CONVERSOR CC-CC BOOST BASEADO NA CCQE-ATCT COM TRANSFORMADOR CONECTADO EM ESTRELA-ESTRELA .....</b>	<b>55</b>
<b>3.1</b>	<b>Considerações iniciais .....</b>	<b>55</b>
<b>3.2</b>	<b>Análise qualitativa e quantitativa .....</b>	<b>55</b>
<b>3.2.1</b>	<i>Topologia .....</i>	<b>56</b>
<b>3.2.2</b>	<i>Análise na região de operação R1 .....</i>	<b>57</b>
<b>3.2.3</b>	<i>Análise na região de operação R2 .....</i>	<b>75</b>
<b>3.2.4</b>	<i>Análise na região de operação R3 .....</i>	<b>91</b>
<b>3.3</b>	<b>Características gerais do conversor CC-CC boost baseado na CCQE- ATCT (<math>0 &lt; D &lt; 1</math>).....</b>	<b>107</b>

3.4	<b>Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos componentes para a região R2 em MCC.....</b>	<b>109</b>
3.4.1	<i>Esforços no indutor <math>L_1</math> .....</i>	<b>110</b>
3.4.2	<i>Esforços no transformador <math>T</math> .....</i>	<b>112</b>
3.4.3	<i>Esforços nos interruptores <math>S_1, S_2</math> e <math>S_3</math>.....</i>	<b>116</b>
3.4.4	<i>Esforços nos diodos retificadores <math>D_1 - D_9</math>.....</i>	<b>117</b>
3.4.5	<i>Dimensionamento do snubber dos interruptores <math>S_1, S_2</math> e <math>S_3</math>.....</i>	<b>117</b>
3.5	<b>Considerações finais.....</b>	<b>118</b>
4	<b>EXEMPLO DE PROJETO DE CONVERSOR CC-CC BASEADO NA CCQE-ATCT COM TRANSFORMADOR CONECTADO EM ESTRELA-ESTRELA .....</b>	<b>120</b>
4.1	<b>Considerações iniciais .....</b>	<b>120</b>
4.2	<b>Especificações e considerações .....</b>	<b>120</b>
4.3	<b>Estágio de potência.....</b>	<b>121</b>
4.3.1	<i>Dimensionamento do indutor de entrada .....</i>	<b>121</b>
4.3.2	<i>Dimensionamento transformador trifásico .....</i>	<b>123</b>
4.3.3	<i>Dimensionamento dos interruptores <math>S_1, S_2</math> e <math>S_3</math>.....</i>	<b>126</b>
4.3.4	<i>Dimensionamento dos diodos <math>D_1 - D_9</math>.....</i>	<b>127</b>
4.3.5	<i>Dimensionamento do snubber dissipativo dos interruptores <math>S_1, S_2</math> e <math>S_3</math>.....</i>	<b>127</b>
4.3.6	<i>Dimensionamento do capacitor de saída <math>C_0</math>.....</i>	<b>128</b>
4.4	<b>Considerações finais.....</b>	<b>129</b>
5	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>130</b>
5.1	<b>Considerações iniciais .....</b>	<b>130</b>
5.1.1	<i>Resultados de simulação .....</i>	<b>131</b>
5.1.2	<i>Resultados experimentais .....</i>	<b>135</b>
5.2	<b>Considerações finais.....</b>	<b>142</b>
6	<b>CONCLUSÃO GERAL .....</b>	<b>144</b>
6.1	<b>Publicações.....</b>	<b>147</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>148</b>

## 1 INTRODUÇÃO GERAL

Em meados dos anos 1920, surgiu o conceito de conversão de energia através da comutação, mas a evolução dessa ideia ficou estagnada por cerca de 30 anos. Já no final dos anos 1950, iniciou-se a explosão da evolução tecnológica da eletrônica, com a invenção dos tiristores e transistores, e, finalmente, nos anos 1970, houve a implantação dos dispositivos semicondutores de potência, na conversão e no controle de energia em altos níveis de potência aplicada em escala industrial. O aparecimento da eletrônica de potência proporcionou uma alternativa vantajosa para o processamento de energia, tornando-se o conúbio do desenvolvimento dos processos tecnológicos industriais e da maleabilidade da geração, transmissão e armazenamento de energia. Despercebidamente, hoje faz-se presente em grande parte dos produtos eletrônicos residências [1].

O progresso tecnológico é visto como motor fundamental do crescimento econômico, que necessariamente impulsiona a busca continuada pela evolução da eletrônica de potência para obter maior eficiência, menores perdas nos processos de conversão de energia; qualidade; energia limpa, em termos de impacto ambiental; aprimoramento dos dispositivos semicondutores; proposição de novas topologias de conversores estáticos; desenvolvimento de circuitos integrados; novas técnicas de controle; sensores; componentes passivos entre outros.

A crescente busca pelo avanço tecnológico, impulsionado pelo crescimento econômico — o qual gera um eventual aumento do consumo energético — tem afetado diretamente o desenvolvimento dos componentes semicondutores de potência e das topologias de conversores, pois, são exigidos um suporte a elevados valores de tensão e uma maior capacidade de condução de corrente.

Para suprir essa demanda, novas topologias de conversores CC-CC são estudadas e desenvolvidas, almejando diminuir os esforços de correntes sobre os semicondutores e a ondulação de corrente e tensão nos componentes de filtragem, proporcionando uma redução dos custos e do volume.

Com a utilização dos conversores clássicos, tais como, *buck*, *boost* e *buck-boost* [2] que utilizam a modulação por largura de pulso (*pulse-width modulation* - PWM) em sistemas que demandam uma alta corrente —, ocorre uma redução da eficiência do conversor, decorrente das perdas excessivas. Devido a isso, pesquisadores buscam soluções para que se possa processar grandes quantidades de energia de forma mais eficiente e com reduzido volume e peso.

Assim, neste trabalho propõe-se a continuidade da linha de pesquisa da geração de conversores CC-CC não isolados, originados dos conversores clássicos, que utilizam a célula



de comutação de múltiplos estados para obter ampla taxa de conversão de tensão a partir da conexão de um ou mais enrolamentos secundários no transformador associado a um retificador.

O trabalho está estruturado em 6 capítulos. No capítulo 1 é feita a contextualização e a perspectiva de proposta dos conversores de ampla taxa de conversão de tensão. No capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica; a partir desta, é proposta a utilização das células de comutação de múltiplos estados em conversores CC-CC não isolados e a geração de doze conversores de ampla taxa de conversão de tensão baseados nos conversores clássicos. Por fim, são apresentados os objetivos e a motivação da tese, que se intitula: **Conversores CC-CC não isolados com ampla taxa de conversão de tensão baseados nas células de comutação de múltiplos estados.**

No capítulo 3 é apresentado o princípio de funcionamento nas três regiões de operação do conversor CC-CC *boost* baseado na célula de comutação de quatro estados para os modos de condução contínua, descontínua e crítica, sendo este um caso particular das células de comutação de múltiplos estados, cujo transformador possui suas bobinas conectadas em estrela-estrela ou estrela-polígono.

No capítulo 4 apresentam-se as equações que descrevem os esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor CC-CC *boost* de ampla taxa de conversão de tensão, especificações do transformador trifásico estrela-estrela, *snubber* de grampeamento e um exemplo de projeto com esquemático. Tomou-se para projeto a região R2 de operação.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulado e experimentais, ganho estático experimental e teórico, curva de rendimento, fotografia do conversor CC-CC *boost* de ampla taxa de conversão de tensão implementado e considerações finais.

Para finalizar, no capítulo 6 são apresentadas a conclusão e as propostas de continuidade da tese.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Considerações iniciais

Neste capítulo, realiza-se a revisão bibliográfica das principais topologias já apresentadas na literatura técnica sobre conversores CC-CC com ampla taxa de conversão de tensão. Inicialmente, aborda-se o conceito da célula de comutação e as primeiras e mais relevantes estruturas desenvolvidas, relacionadas principalmente às topologias elevadoras de tensão sem o alto ganho de tensão. Em um segundo momento, apresentam-se os conversores com alto ganho de tensão, que passaram a ser estudados na literatura devido à procura por soluções mais eficientes aplicadas em painéis fotovoltaicos, células a combustível e baterias. Tais sistemas necessitam que a tensão fornecida seja elevada para valores adequados (entre 200 V e 800 V). Por fim, apresenta-se a estrutura de uma família de conversores de ampla taxa de conversão de tensão, baseada na célula de comutação de múltiplos estados.

### 2.2 Importância das células de comutação

Como relatado na introdução, o crescimento econômico alavanca o avanço tecnológico, o qual gera um aumento no consumo de energia, provocando, assim, uma maior necessidade de processamento de energia pelos semicondutores de potência. Isso impulsiona as pesquisas por novas topologias capazes de processar energia de modo mais eficiente e com uma redução do volume e peso.

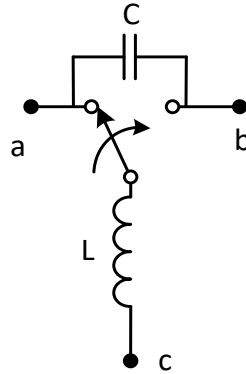
Visando suprir essa necessidade, surgiu o conceito da célula de comutação, que foi introduzida e utilizada inicialmente para estudar os microfenômenos envolvidos na comutação dos interruptores, influências parasitas, as perdas por comutação, *snubbers* e o princípio da comutação suave [3].

Com os elementos básicos, os dispositivos de comutação, os interruptores (principalmente MOSFETs e IGBTs) e diodos, juntamente com indutores e capacitores, são utilizados em circuitos eletrônicos de potência, isto é, em circuitos CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA. Muitos destes circuitos foram inventados ou propostos para promover essa conversão de energia [4, 5, 6].

A introdução do conceito de células de comutação começou com a célula canônica, onde um indutor, um capacitor e um interruptor unipolar formam uma célula canônica básica de

comutação, segundo a Figura 2.1. a célula tem três terminais ( $a$ ,  $b$  e  $c$ ), e cada um deles pode ser utilizado como uma entrada/saída/terminal comum.

Figura 2.1 Célula de comutação canônica



Fonte: Adaptada [6].

Seis diferentes combinações podem ser formadas, alterando a função dos três terminais em combinações diferentes [6]. Entre essas seis combinações, apenas três circuitos são funcionais. Com estas três combinações, os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* podem ser formados. Outra análise da célula canônica pode ser observada em [7] sendo esta de fundamental importância na modelagem de pequenos sinais dos conversores.

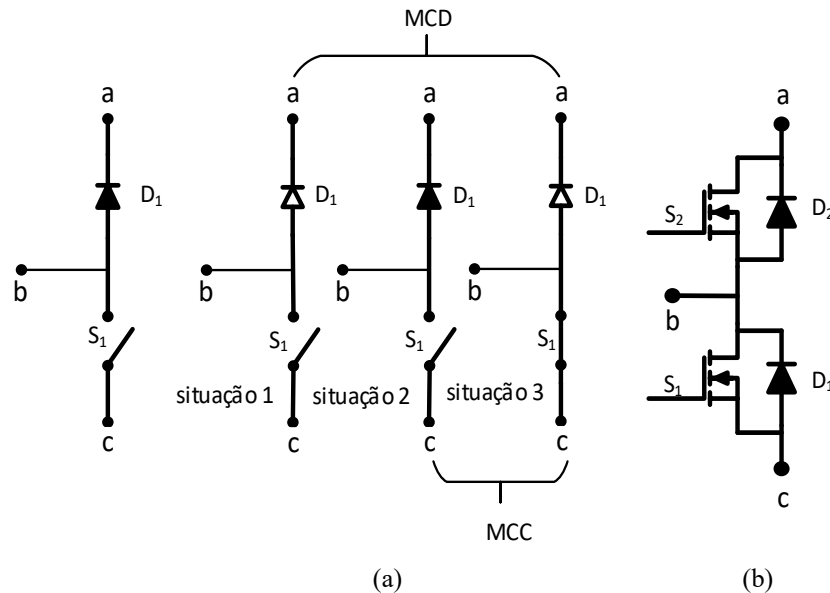
A célula de comutação encontrada nos conversores CC-CC clássicos é constituída por um diodo e um interruptor controlado, como mostra a Figura 2.2a. O funcionamento desta célula tem como base a operação complementar entre o diodo e o interruptor controlado, ou seja, enquanto o interruptor controlado conduz, o diodo está reversamente polarizado e vice-versa.

Por isso, pode-se definir esta célula como sendo de dois estados de comutação [8, 9, 10]. Se for necessária a bidirecionalidade de corrente na célula de dois estados de comutação, pode-se construí-la com dois interruptores controlados, associados com diodos em antiparalelo, como mostra a Figura 2.2c. Esta célula pode ser utilizada em conversores bidirecionais em corrente, conversores com retificação síncrona e inversores.

Do ponto de vista funcional, a célula de comutação possui três situações de combinações indicada na Figura 2.2b. A situação 1 seria quando, inicialmente, não ocorre transferência de energia, no instante em que o diodo se encontra reversamente polarizado e o interruptor encontra-se bloqueado. No momento em que o diodo está diretamente polarizado e o interruptor encontra-se bloqueado, identifica-se a situação 2. Da mesma forma, só que em situação

contrária, o diodo estando reversamente polarizado e o interruptor conduzindo observa-se, pois, a situação 3.

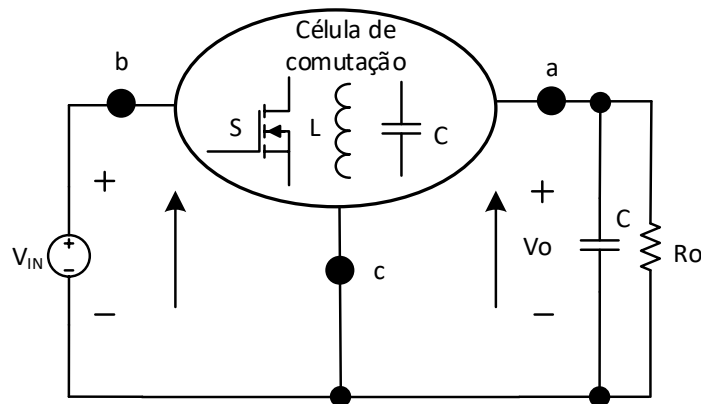
Figura 2.2. a) Estados de operação da célula de dois estados; b) Célula bidirecional de dois estados



Fonte: Adaptada [10].

Quando se aplica a definição de célula de comutação na estrutura básica de um conversor CC-CC PWM, o mesmo fica constituído de uma fonte de tensão de saída  $V_O$ , fonte de tensão de entrada  $V_{IN}$  e uma célula de comutação. Ilustra-se esta composição na Figura 2.3.[11]

Figura 2.3 Estrutura geral de um conversor com uma célula de comutação



Fonte: Adaptada [11].

Utilizando a definição de célula de comutação, são geradas as três topologias básicas: *boost*, *buck*, *buck-boost*. Deve-se destacar que quando um conversor funciona no modo de condução contínua (MCC), a célula de comutação opera nas situações 2 e 3 de acordo com a Figura 2.2b. No modo de condução descontínua (MCD), o conversor opera com a célula de comutação nas três situações. Os conversores CC-CC clássicos de segunda ordem (*boost*, *buck*, *buck-boost*) e os conversores de quarta ordem (Ćuk, SEPIC e Zeta) utilizam uma única célula de comutação de dois estados.

### 2.3 Conversores elevadores de tensão não isolados com alto ganho de tensão

Os conversores de alto ganho de tensão (AGT) são amplamente empregados em aplicações industriais, como sistemas fotovoltaicos, sistemas de células a combustível, veículos elétricos, lâmpadas de descarga de alta intensidade e alguns equipamentos médicos. Nessas aplicações, se utiliza normalmente, um conversor *boost* clássico, mas o esforço de tensão no interruptor principal é igual à tensão de saída. Portanto, o interruptor é escolhido para trabalhar com alta tensão, como consequência apresenta uma alta resistência do canal quando se trata de um MOSFET, e desta maneira gera grandes perdas de condução.

#### 2.3.1 Definição de fase dos sinais PWM em conversores CC-CC de alto ganho de tensão

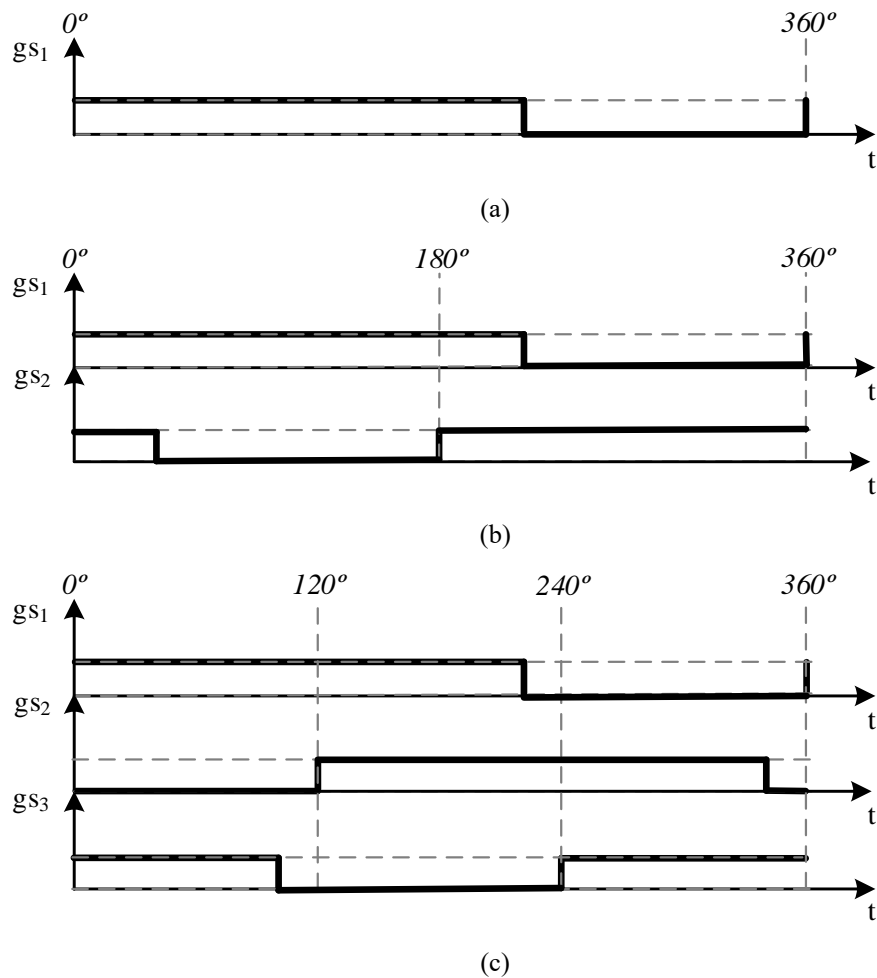
Para um melhor entendimento dos conversores CC-CC, os mesmos foram divididos em conversores CC-CC com sinais PWM de uma fase, de duas fases, de três fases e múltiplas fases. O ângulo de deslocamento dos sinais PWM esta relacionada ao número de pernas de interruptores do conversor. Assim, o citado ângulo de deslocamento entre os pulsos PWM de cada perna é definido pela equação (2.1).

$$\phi_{PWM(fase)} = \frac{360}{n^{\circ} \text{ de } _{pernas}} \quad (2.1)$$

Ou seja, para os conversores com sinais PWM de uma fase, tem-se apenas um pulso no interruptor ou interruptores com um pulso complementar com ângulo de 360° representado na figura 2.4(a). Para conversores CC-CC com sinais PWM de duas fases, tem-se dois pulsos nos interruptores com ângulos de mudança de fase defasados de 180° representados na figura 2.4.(b), já os conversores CC-CC com PWM de três fases possuem 120° entre os ângulos de mudança de fase representados na figura 2.4(c).

A largura dos sinais PWM deverá ser ajustado de acordo ao conversor sob análise.

Figura 2.4 Sinais PWM de; (a) uma fase; (b) dois fases; (c) três fases



Fonte: Próprio autor.

### 2.3.2 Conversores CC-CC com sinais PWM de uma fase

Para altas taxas de conversão, o conversor *boost* clássico é inadequado devido às perdas significativas em elementos parasitas, sobretudo na resistência série do indutor, com redução significativa do rendimento, e a sua razão cíclica elevada contribui para perdas de condução no interruptor de potência e na redução do próprio ganho estático. A fim de ultrapassar essa limitação e melhorar a taxa de conversão, topologias derivadas dos conversores clássicos podem ser encontradas em numerosas publicações [12,13], com possíveis soluções para as aplicações anteriormente mencionadas.

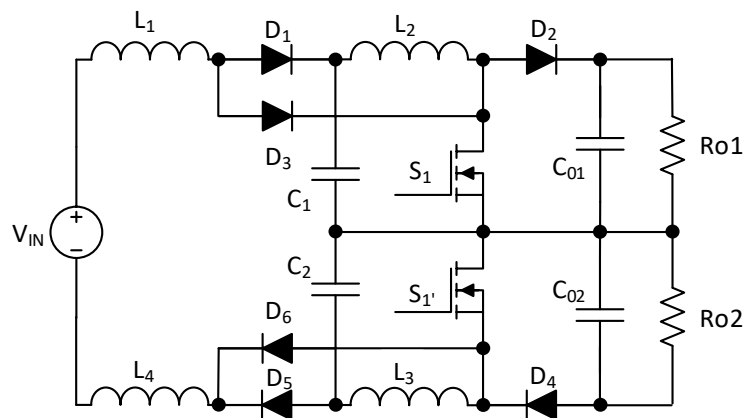
O conversor duplo *boost* não é propício para configurações que demandam um elevado ganho de tensão, pois o ganho estático é o mesmo do conversor *boost* clássico. Com o cascadeamento de dois ou mais conversores *boost* clássicos em série, uma baixa ondulação de corrente e uma alta taxa de conversão de tensão podem ser obtidas, segundo [14].

Devido a baixa tensão na entrada do primeiro conversor *boost* pode ser aplicada com uma elevada razão cíclica; já no segundo *boost*, visando diminuir as perdas de condução nos interruptores, uma reduzida razão cíclica pode ser aplicada. A substituição do interruptor  $S_1$  por um diodo [15, 16] visa melhorar a eficiência do conversor em potências mais elevadas.

Outro conversor que visa elevar a tensão é o *boost* quadrático [17], que possui algumas vantagens em relação ao conversor duplo *boost* e ao cascadeado [15] e [18], uma delas é a redução do estresse de tensão sobre os dois interruptores, o que o torna interessante em aplicações de alta tensão.

Em [19, 20], são apresentados, respectivamente, o conversor duplo *boost* quadrático, ilustrado na Figura 2.5 e o conversores *boost* quadráticos com *snubber* não dissipativo com intuito de reduzir as perdas de comutação. Nesta estrutura existe a possibilidade de acionar ambos os interruptores com o mesmo sinal de comando. Em [21] um estudo do conversor *boost* quadrático quase-ressonante é apresentado.

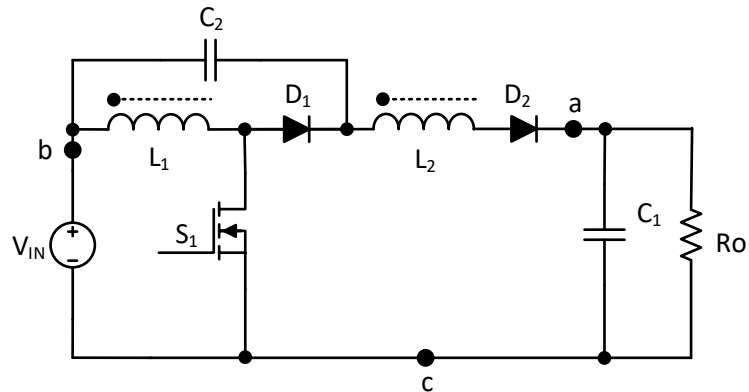
Figura 2.5 – Conversor duplo *boost* quadrático



Fonte: Adaptada [19].

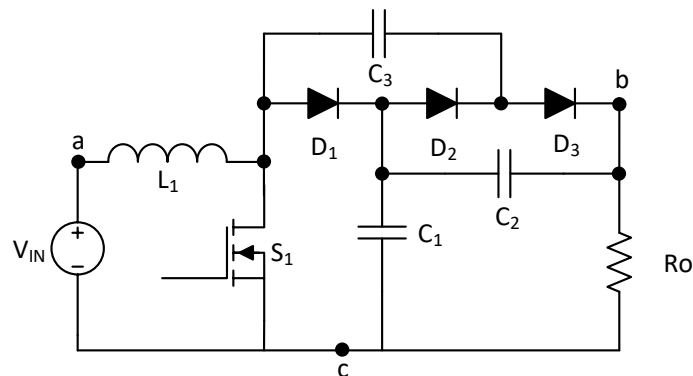
Em [22 - 25], são apresentados os conversores *boost* com indutores acoplados, como se observa na Figura 2.6, em que a relação de espiras entre os enrolamentos dos indutores pode ser ajustada, permitindo o aumento do ganho estático com a razão cíclica constante.

A indutância de dispersão minimiza a recuperação reversa no diodo no momento em que limita a derivada de corrente no diodo. Em [26, 27], um circuito de grampeamento é implementado para diminuir o esforço de tensão no interruptor causado pela indutância de dispersão do indutor acoplado.

Figura 2.6 – Conversor *boost* com indutores acoplados

Fonte: Adaptada [25].

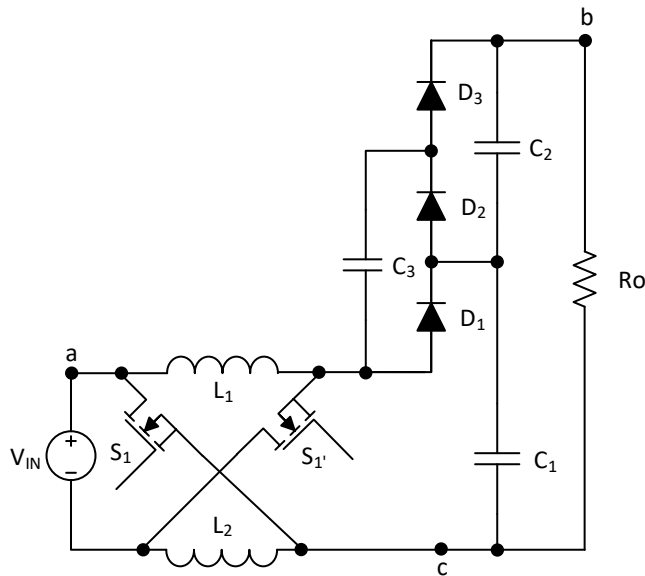
Um conversor multinível com capacitores chaveados é proposto em [28] e mostrado na Figura 2.7, no qual o ganho de tensão é o dobro do obtido pelo conversor *boost* convencional com redução do estresse de tensão no interruptor. O ganho de tensão pode ser ampliado ainda mais de forma modular, mas, não é adequada para níveis de alta potência e alta corrente, uma vez que o indutor de entrada se torna um pouco grande e o estresse de corrente através do interruptor é notável.

Figura 2.7 – Conversor *boost* multinível com capacitores chaveados

Fonte: Adaptada [28].

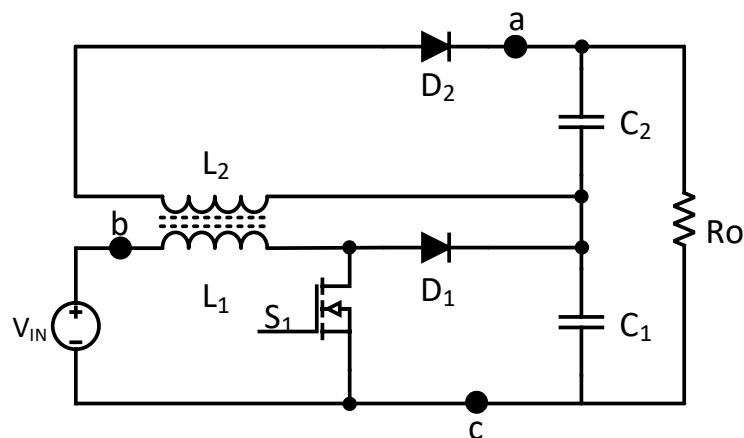
Em [29] como mostra a Figura 2.8, é apresentado um conversor de alto ganho de tensão usando capacitores chaveados, no qual a tensão nos interruptores e nos diodos são baixas, o que é benéfico para o rendimento do sistema.



Figura 2.8 – Conversor *boost* de alto ganho com capacitores chaveados

Fonte: Adaptada [29].

Os conversores híbridos *boost-flyback* com indutores acoplados, apresentados na Figura 2.9, são mais uma alternativa para obtenção de alto ganho de tensão [30]. Uma característica apresentada é a redução da tensão sobre o interruptor, menor que a metade da tensão de saída do conversor. Uma estratégia utilizada nos conversores *boost-flybak* são as células multiplicadoras de tensão [31, 32].

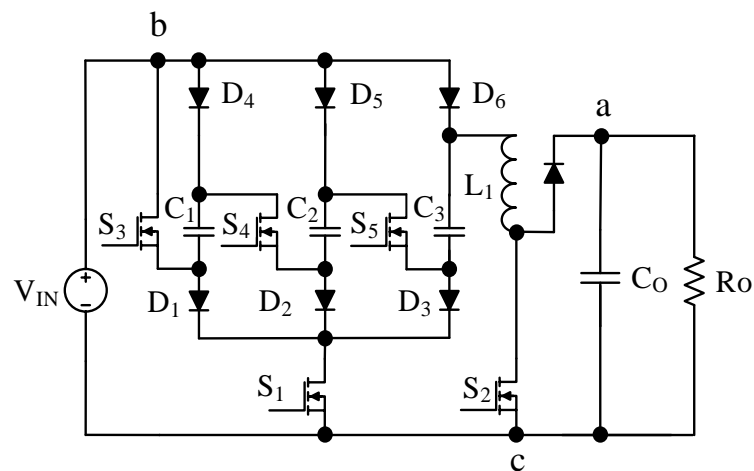
Figura 2.9 – Conversor híbrido *boost-flyback*

Fonte: Adaptada [32].

### 2.3.3 Conversores CC-CC com sinais PWM de duas fases

A Figura 2.10 apresenta o conversor *boost* com capacitores chaveados [33]. A obtenção do ganho de tensão ocorre por meio do aumento do número de capacitores, que se comportam como fontes de tensão quando associados em série. Quanto maior for o número de capacitores em paralelo, menor é a resistência série equivalente dos capacitores. Essa configuração pode trabalhar com baixa razão cíclica.

Figura 2.10 – Conversor *boost* com capacitores chaveados



Fonte: Adaptada [33].

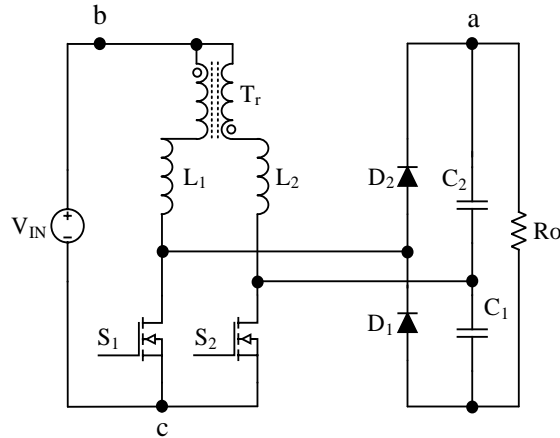
Ao contrário dos conversores com capacitores chaveados, os conversores *interleaved* com dobrador de tensão podem processar potências mais altas de forma mais eficiente, conforme a Figura 2.11 [34, 35, 36, 37]. Nela, a corrente que circula pelo transformador é dividida de forma equilibrada entre os interruptores, e o estágio de saída usa um dobrador de tensão para aumentar o ganho de tensão.

Uma variação dos conversores *interleaved* com alto ganho de tensão são os conversores *interleaved* com células multiplicadoras de tensão, que possuem como vantagens a redução de magnéticos e atuam em potências mais elevadas [38, 39, 40, 41, 42, 43].

Assim como o conversor *interleaved* proposto em [40, 41], as células multiplicadoras de tensão podem ser adicionadas aos conversores baseados na CCTE, a fim de fornecer alto ganho de tensão. A topologia apresentada na Figura 2.12 apresenta uma célula multiplicadora composta por quatro capacitores e seis diodos [46], este conversor apresenta como vantagens, o esforço reduzido de tensão sobre os interruptores; a corrente de entrada com baixa ondulação;

a operação do indutor com o dobro da frequência de comutação permitindo redução de seu volume [44 45 46].

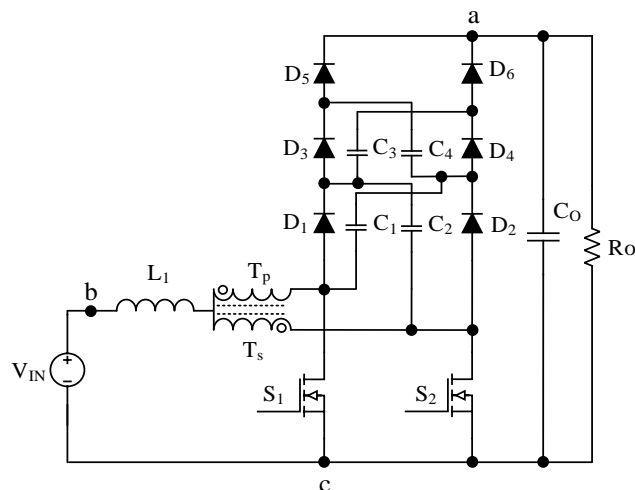
Figura 2.11 – Conversor *boost interleaved* com dobrador de tensão na saída



Fonte: Adaptada [34].

Assim como o conversor *interleaved* proposto em [40, 41], as células multiplicadoras de tensão podem ser adicionadas aos conversores baseados na CCTE, a fim de fornecer alto ganho de tensão. A topologia apresentada na Figura 2.12 apresenta uma célula multiplicadora composta por quatro capacitores e seis diodos [46], este conversor apresenta, como vantagens, o esforço reduzido de tensão sobre os interruptores; a corrente de entrada com baixa ondulação; a operação do indutor com o dobro da frequência de comutação, permitindo redução de seu volume [44, 45, 46].

Figura 2.12 – Conversor *boost* baseado na CCTE e célula multiplicadora de tensão



Fonte: Adaptada [46].

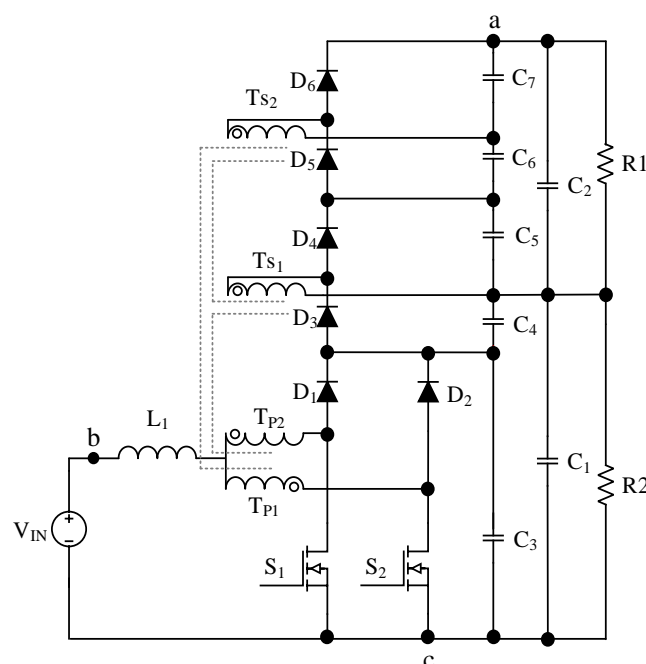
Em [47, 48], é apresentada uma nova família de conversores CC-CC não isolados de alto ganho de tensão com CCTE. Nesse conversor, os retificadores dobradores de tensão foram associados aos enrolamentos secundários de um transformador monofásico, de modo a aumentar o ganho estático do conversor.

Em [49, 50], pode-se destacar que a corrente de entrada não é pulsada e possui baixa ondulação de corrente; o indutor de entrada opera com o dobro da frequência de comutação, permitindo a redução de seu peso e volume. Entretanto, essas topologias de conversores de alto ganho de tensão não são capazes de operar com baixos valores de razão cíclica,  $D < 0,5$ .

Uma versão melhorada do conversor é mostrada em [51] e representada na Figura 2.13, o qual é capaz de operar com divisor capacitivo equilibrado, recomendado para alimentar inversores de meia ponte. Uma topologia bidirecional de três portas é apresentada em [52] e representada na Figura 2.14. Este conversor propõe a integração do banco de baterias, painel fotovoltaico, e do conversor de alto ganho de tensão em um único estágio de processamento da energia.

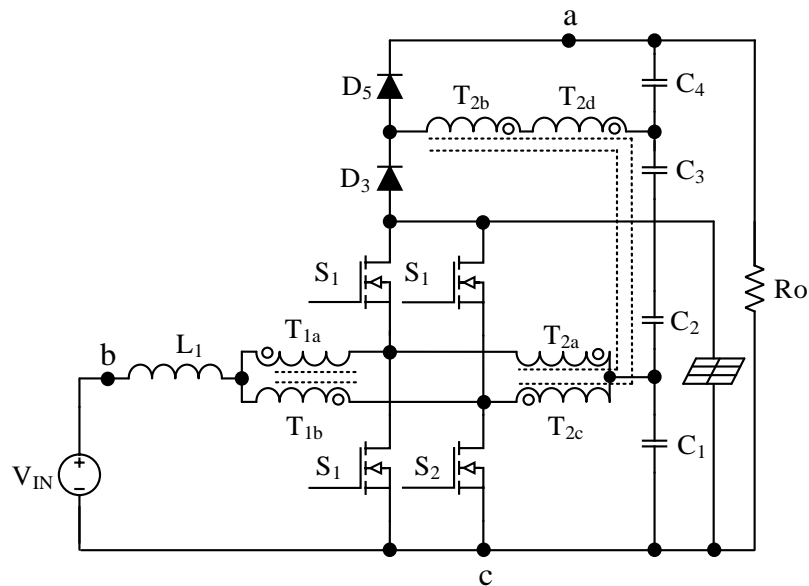
A principal característica dessa estrutura é a redução dos esforços de tensão nos interruptores de potência, uma vez que esse conversor opera com comutação suave, obtida naturalmente pelas características do conversor sem a necessidade de componentes adicionais.

Figura 2.13 – Conversor *boost* de alto ganho de tensão com célula de comutação de três estados usando enrolamentos secundários



Fonte: Adaptada [51].

Figura 2.14 – Conversor *boost* bidirecional de três portas de alto ganho de tensão com célula de comutação de três estados usando enrolamentos secundários



Fonte: Adaptada [52].

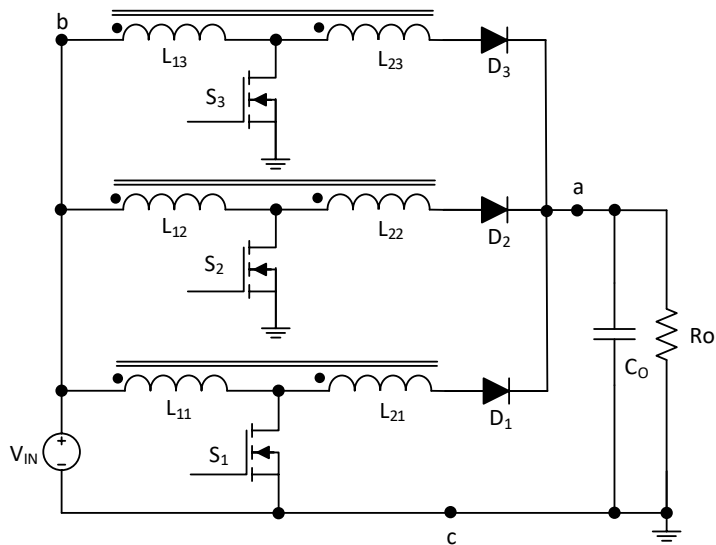
Outra topologia bidirecional com base no (CCTE) é mostrada em [53], sendo capaz de operar tanto no modo *boost* quanto no modo *buck*. A tensão de saída pode ser aumentada de acordo com a relação de espiras do transformador. Como desvantagens, o conversor não é capaz de operar de forma apropriada para  $D < 0,5$  nos transistores  $S_1$  e  $S_2$  pelo fato de não induzir tensão nos enrolamentos secundários.

#### 2.3.4 Conversores CC-CC com sinais PWM de três ou múltiplas fases

O *boost interleaved* com alto ganho de tensão é apresentado em [54] sendo ilustrado na Figura 2.15, nessa abordagem, em uma célula do conversor *boost* com indutor acoplado adiciona-se número  $n$  de fases conectadas em paralelo e possuem a mesma frequência de comutação com um defasamento angular entre fases de  $2\pi / n$ . Em condições normais ou de carga total, cada uma das fases do *interleaved* compartilha igualmente entre elas a carga total de saída.

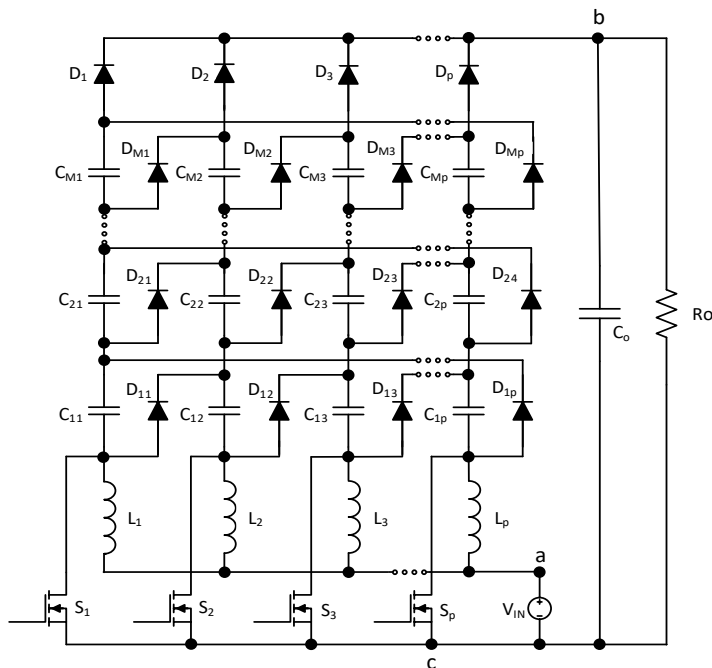
Devido ao fato do indutor de acoplamento não ser ideal, a indutância de dispersão provoca um estresse de tensão sobre os interruptores e para diminuir esse estresse um circuito de grampeamento ativo baseado no conversor *boost* é adicionado em [54]. Em [55], a técnica *interleaving* é utilizada em um conversor *forward* trifásico com um transformador integrado adequado para aplicações de alta potência circulante.

Figura 2.15 – Conversor *boost* trifásico *interleaved* em paralelo



Fonte: Adaptada [54].

Figura 2.16 – Conversor genérico multifásico de alto ganho de tensão



Fonte: Adaptada [56].

Uma configuração genérica de um *boost* multifásico de alto ganho de tensão é apresentado em [56] como mostrado em Figura 2.16. O número de estágios paralelos é representado pelo parâmetro "P" e o número de estágios multiplicadores é representado pelo

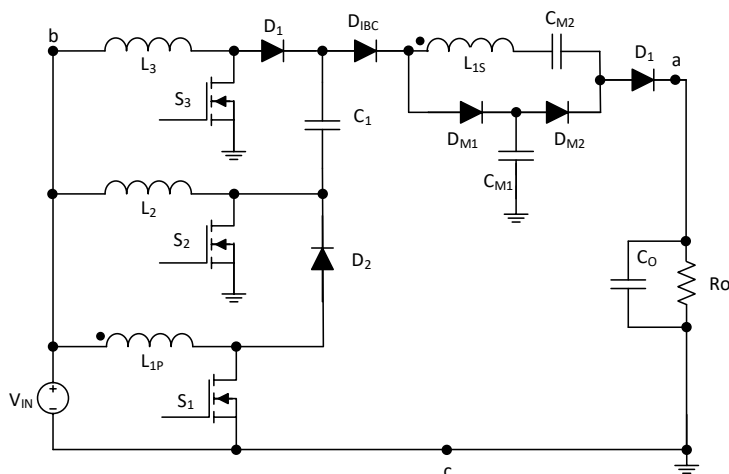
parâmetro "M", que é definido pelo número de capacitores multiplicadores  $CM_x$  em série com cada interruptor.

A configuração multifásica pode reduzir significativamente a ondulação de corrente de entrada e ondulação de tensão de saída devido à operação dos estágios paralelos com diferentes fases. A principal característica de operação é o alto ganho de tensão e a baixa tensão nos interruptores quanto maior o número de módulos implementados.

O conversor proposto em [57] é composto de um *boost* trifásico *interleaved* com indutor acoplado e uma célula multiplicadora de tensão que atuam no alto ganho de tensão ilustrado na Figura 2.17. Nesse conversor *boost* de alto ganho de tensão, a fim de reduzir a ondulação da corrente na entrada e o estresse de corrente nos interruptores, o primeiro estágio do conversor é feito com um conversor *boost interleaved*. Os interruptores são igualmente defasados de modo a ter um controle simples e obter uma reduzida ondulação de corrente na entrada.

A célula multiplicadora de tensão é empregada no lado secundário do indutor acoplado. O número de etapas no *interleaved* podem ser adicionadas, dependendo da exigência da potência de saída. E o número de etapas das células multiplicadoras de tensão podem ser escolhidas dependendo da exigência de ganho de tensão desejado.

Figura 2.17 – Conversor *boost interleaved* com indutor acoplado e CMV



Fonte: Adaptada [59].

## 2.4 Motivação e objetivos

Muitas empresas apostam em fontes de energia limpa, como a solar e a eólica, devido à preocupação com a poluição ambiental e o aquecimento global do planeta. Essas fontes de

energia apresentam uma baixa tensão de saída, provida dos painéis fotovoltaicos ou dos geradores eólicos. A tensão de saída tem faixa compreendida entre  $12V_{cc} \sim 120V_{cc}$ , que, na maioria das vezes necessita elevar-se para um patamar de tensão mais adequado, em torno de  $200V_{dc} \sim 800V_{dc}$ .

Desse modo, o uso de conversores de ampla taxa de conversão de tensão ajusta-se a essa necessidade das fontes que possuem baixa tensão de saída. Os conversores elevadores também podem atuar em consonância com células de combustível, baterias e ultracapacitores, se for necessária a elevação das tensões dos mesmos. Motiva-se, assim, o estudo de conversores CC-CC com ampla taxa de conversão de tensão para suprir a demanda do mercado de energia limpa.

O presente trabalho apresenta contribuições no sentido de propor uma nova geração de família de conversores de ampla taxa de conversão de tensão com base nas células de comutação de múltiplos estados (CCME).

Para uma melhor compreensão, um caso particular da família de conversores é apresentado no capítulo 3. Trata-se do conversor *boost* CC-CC baseado na célula de comutação de quatro estados com ampla taxa de conversão de tensão (CCQE-ATCT) com um transformador trifásico conectado em estrela-estrela. Realiza-se um estudo detalhado das regiões de operação nos modos contínuo e descontínuo.

Ao final, tem-se o projeto, a simulação e a implementação em laboratório de um conversor *boost* de ampla taxa de conversão de tensão.

## **2.5 Demonstração da origem da célula de comutação de múltiplos estados (CCME)**

Antes de apresentar a geração da células de comutação de múltiplos estados é importante a demonstração da geração da célula de comutação de três estados (CCTE), pois a mesma é a precursora para a célula (CCME).

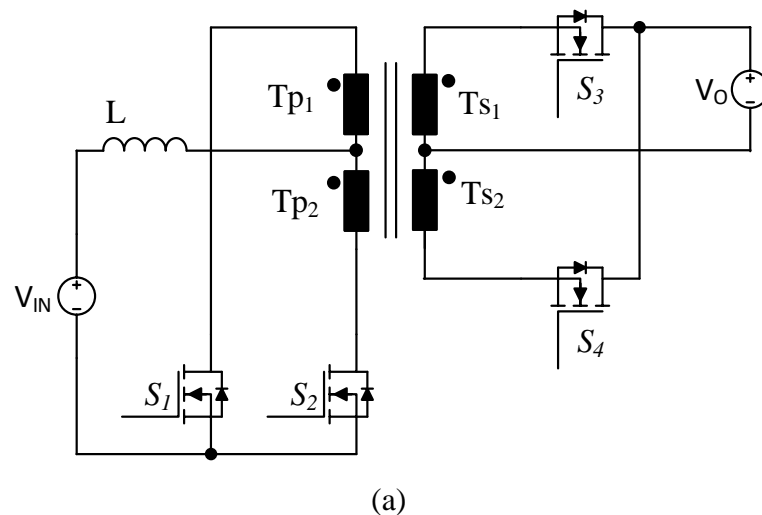
### **2.5.1 Geração da célula de comutação de três estados (CCTE)**

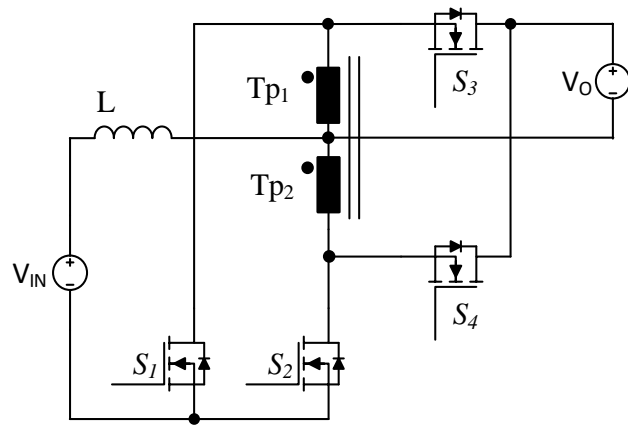
Para determinar a célula de comutação “B” bidirecional é usado o conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente mostrado na Figura 2.18 [11]. Os passos para a obtenção da célula são detalhados a seguir:



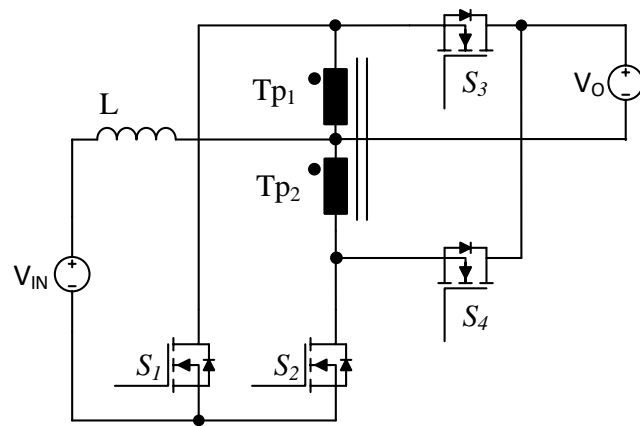
- a) Apresenta-se o circuito do conversor CC-CC *push-pull* isolado alimentado em corrente, como é mostrado na Figura 2.18(a). Para encontrar a célula considera-se que a relação de transformação do transformador é unitária.
- b) O lado secundário do conversor é referido ao lado primário como é mostrado na Figura 2.18(b).
- c) O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao tape central (TC) ou derivação central (DC) do transformador, passa a ser conectado ao terminal negativo da fonte de tensão de entrada como é mostrado na Figura 2.18(a).
- d) Arrumando adequadamente o circuito, obtém-se o circuito mostrado na Figura 2.18(d).
- e) Finalmente, a partir da Figura 2.18d, obtém-se a célula “B” mostrada na Figura 2.18(e).
- f) Na Figura 2.18(f) é apresentada a célula com adição de enrolamentos secundários acoplados ao transformador, com tais recursos é possível implementar os conversores CC-CC com alto ganho de tensão (AGT).

Figura 2.18 – Geração da célula de comutação “B” de três estados

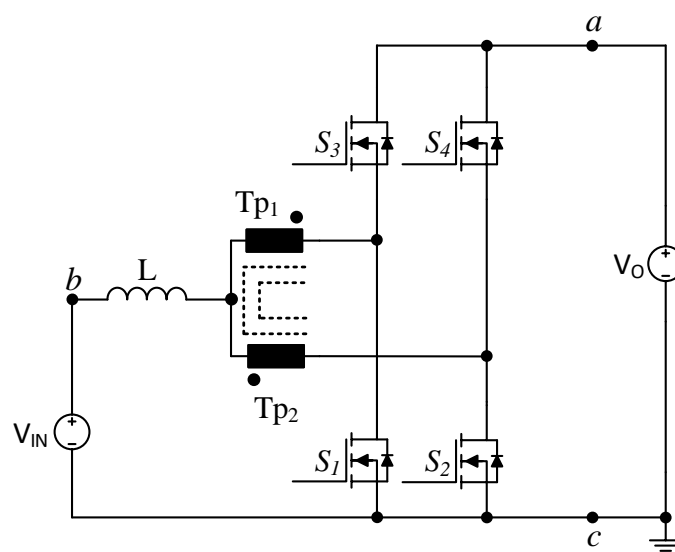




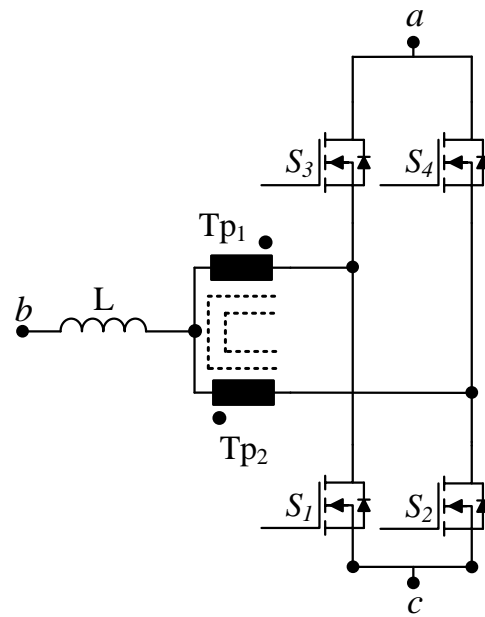
(b)



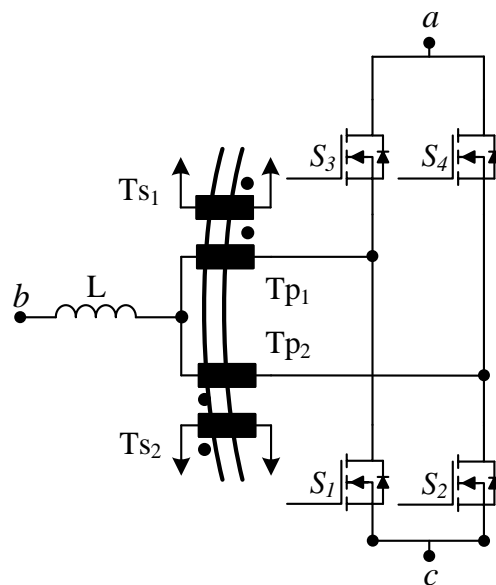
(c)



(d)



(e)



(f)

Fonte: Adaptada [11].

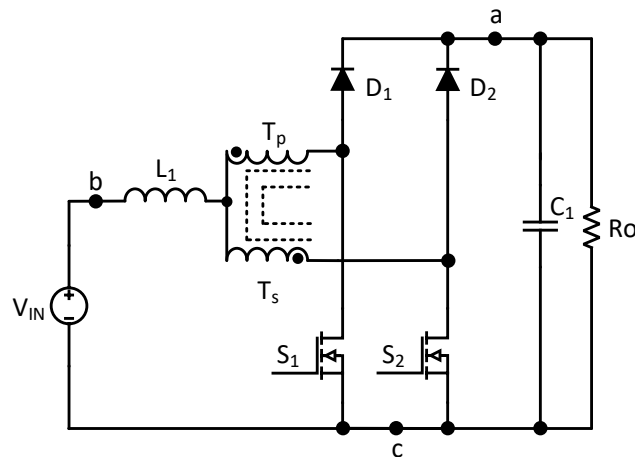
Em [58], propõe-se uma família de conversores CC-CC PWM utilizando células de comutação de três estados (CCTE). As principais vantagens dos conversores que utilizam células de comutação são: baixas perdas em condução, baixa ondulação nos filtros de entrada e de saída e redução de peso e volume. A CCTE tem sido objeto de várias publicações. Em [59],

é gerada uma família de conversores CC-CC PWM não isolados usando células de comutação de três estados, em que são apresentados os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*.

Como vantagens desses conversores em relação aos conversores clássicos, estão as baixas perdas de condução e comutação, bem como a baixa ondulação de corrente de entrada e de saída. Devido a essas características, os conversores gerados são indicados para baixas tensões de entrada e altas correntes. Dentre as células propostas em [59, 60, 61], destaca-se aqui a célula “B”, que é composta de dois interruptores, dois diodos e um autotransformador [11].

Em [61] um conversor *boost* CC-CC PWM não isolado com CCTE é exibido na Figura 2.19. No caso, verifica-se: a redução dos elementos passivos de filtragem; a redução das ondulações de corrente; a redução de peso e volume do indutor devido à duplicação da frequência sobre o mesmo.

Figura 2.19 – Conversor CC-CC *boost* utilizando célula de comutação de três estados



Fonte: Adaptada [61].

### 2.5.2 Geração da célula de comutação de quatro estados

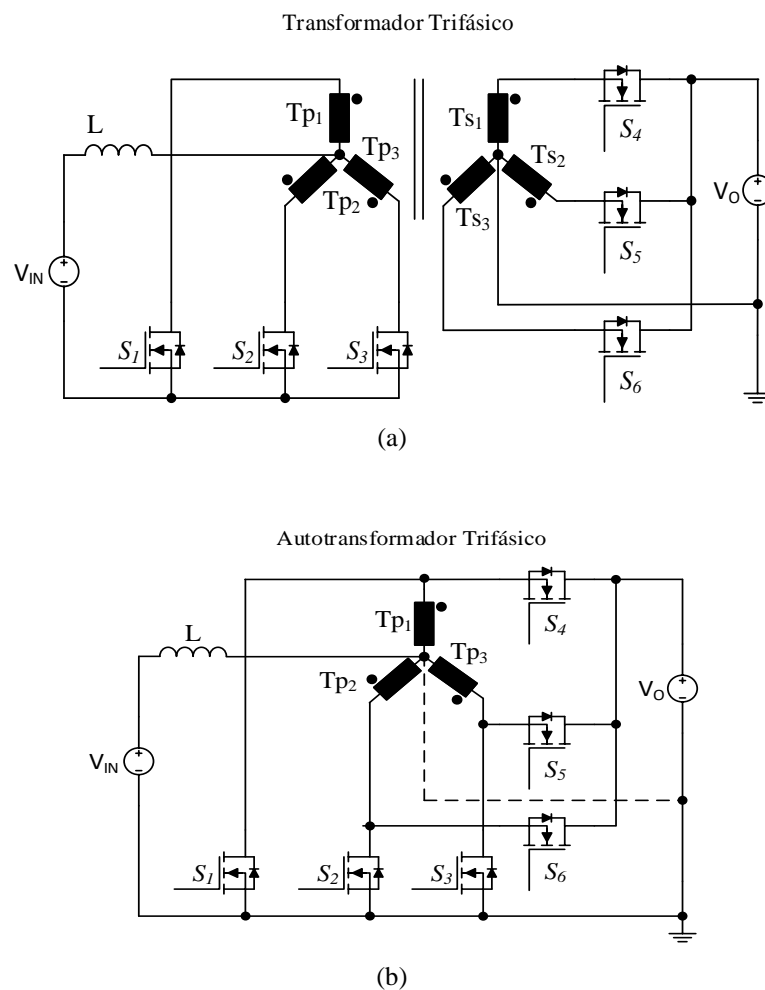
A partir do conversor CC-CC *push-pull* com transformador trifásico de alta frequência, é obtida a célula de comutação “B” de quatro estados (CCQE), célula tomada como exemplo para a obtenção da célula de comutação de múltiplos estados – CCME.

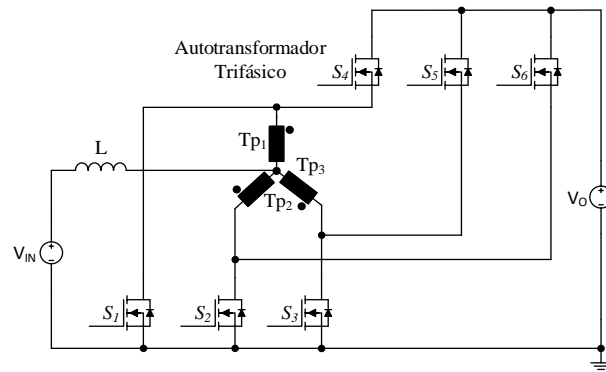
A seguir, apresenta-se o procedimento para a obtenção da CCME e cujo procedimento de obtenção da mesma é ilustrado na Figura. 2.20.

Os passos de obtenção são detalhados a seguir:

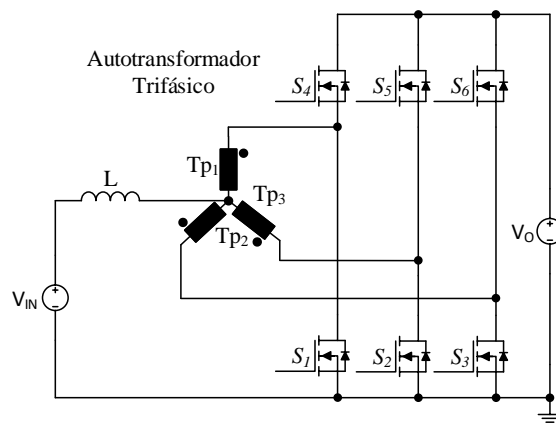
- Apresenta-se o circuito do conversor CC-CC *push-pull* com transformador trifásico conectado em estrela-estrela, alimentado em corrente e saída em tensão, como identifica a Figura. 2.20(a).
- O lado secundário do conversor é referido ao lado primário como se vê na Figura 2.20(b).
- O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao centro da conexão em estrela do transformador, passa a ser conectado ao terminal negativo da fonte de entrada, para operar como conversor *boost*, ou ao terminal positivo, para operar como conversor *buck-boost*, como é mostrado na Figura 2.20(c).
- Modificando adequadamente o circuito e conferindo a mesma forma do esquema representado na Figura 2.10, obtém-se a Figura 2.20(d).
- Finalmente, obtém-se a célula (CCQE) mostrada na Figura 2.20(e), tomada como base para geração das células de comutação de múltiplos estados (CCME).

Figura 2.20 – Geração da célula de comutação de quatro estados

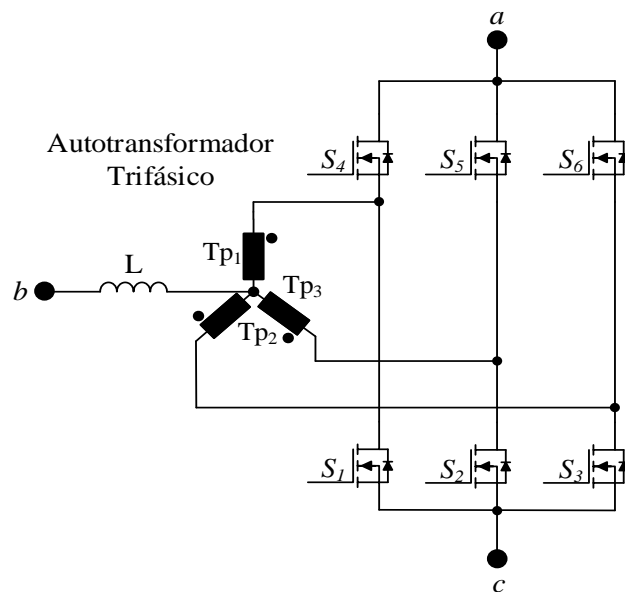




(c)



(d)



(e)

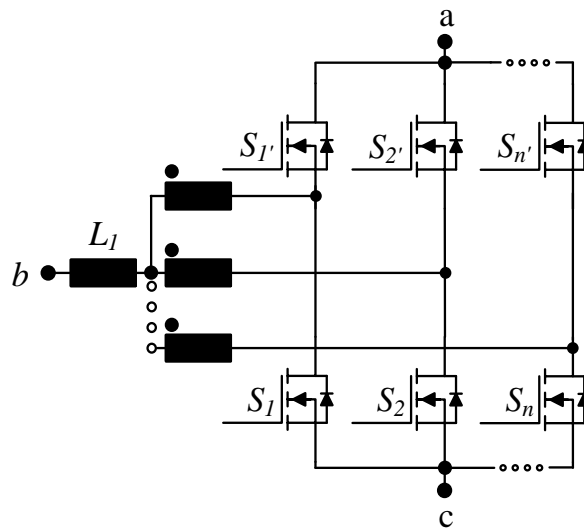
Fonte: Adaptada [11].

A célula de comutação de quatro estados (CCQE) é composta de três interruptores, três diodos e um transformador trifásico, como mostra a Figura 2.20(e). Analisando a seguir a célula de comutação de quatro estados, observa-se que o terminal “b” estará conectado a um ramo indutivo ou a uma fonte de corrente. Já os terminais “a” e “c” são conectados a um ramo capacitivo ou a uma fonte de tensão.

A célula de comutação de múltiplos estados (CCME), mostrada na Figura 2.21 é obtida a partir do conversor CC-CC multifásico ou intercalado, em que as indutâncias das fases possuem acoplamento magnético. Para as células de comutação de múltiplos estados (CCME), os interruptores são comandados pela sua modulação PWM, os sinais de comando são defasados em  $120^\circ$  graus que corresponde a divisão entre  $360^\circ$  pelo número de pernas ou braços como muitas vezes é indicado na literatura técnica.

O número de estados de comutação é obtido pela adição (mais um) ao número de fases; ou seja, para uma suposta célula que possui quatro fases, podem-se obter cinco estados de comutação.

Figura 2.21 - Célula de comutação de múltiplos estados (CCME)



(a)

Fonte: Próprio autor.

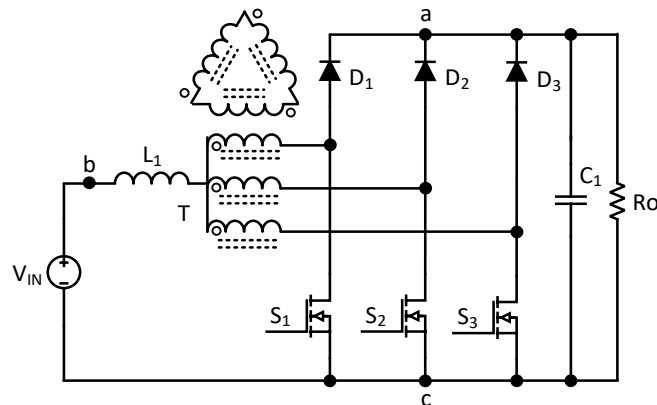
### 2.5.3 Aplicações da célula de comutação de quatro estados (CCQE)

Em [62], verificam-se três conversores básicos não isolados gerados a partir de uma célula de comutação “B” de três terminais com quatro estados de comutação e com a adição de enrolamentos conectados em delta.

Na Figura 2.22, observa-se a célula de comutação de quatro estados e, antecedido a célula, um transformador trifásico ligado em estrela combinado com delta. Os enrolamentos conectados em delta só servem para melhorar a simetria do transformador, não sendo conectados a nenhum outro ponto do circuito.

A célula de comutação propicia a distribuição das correntes entre as fases sem a necessidade de um controle para equilibrar as correntes; filtros de entrada e saída operam com uma frequência acima da frequência de comutação. A célula é indicada para aplicações em conversores com baixa tensão e alta corrente.

Figura 2.22 – Conversor *boost* com célula de comutação de quatro estados com ligação Y- $\Delta$



Fonte: Adaptada [62].

## 2.6 Geração da célula de comutação de múltiplos estados com ampla taxa de conversão de tensão CCME-ATCT.

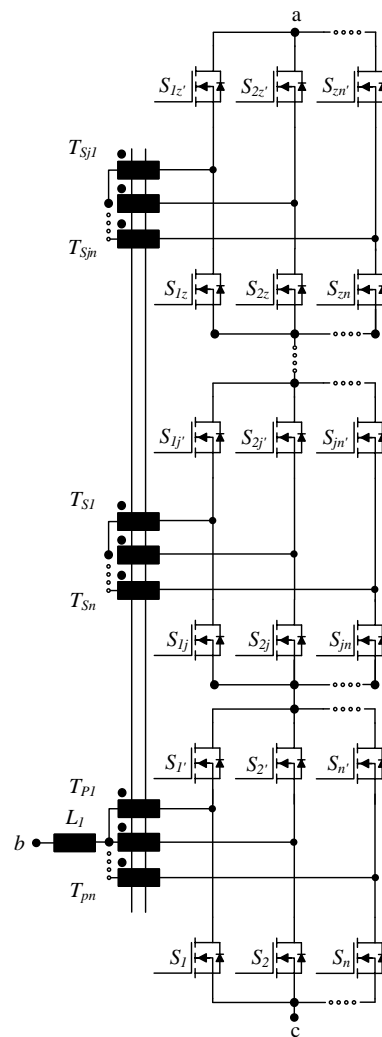
Recentemente, conversores multifásicos ou intercalados, são amplamente usados para dividir a corrente por meio dos dispositivos semicondutores e para reduzir a ondulação de tensão por meio dos elementos de filtragem. Desse modo, eles podem processar potências mais elevadas e propiciar a redução do volume dos elementos. Usando essa técnica, as perdas de condução devido à resistência do canal dos MOSFETs são reduzidas, de modo que a eficiência é aumentada [63, 64, 65, 66, 67]. Para obter uma ampla taxa de conversão de tensão na célula indicada da Figura 2.21, os enrolamentos do secundário são acoplados ao autotransformador [68]. Usando essa técnica, doze conversores CC-CC não isolados são propostos.

A CCME é composta pelo indutor de filtragem, um transformador multifásico e os dispositivos semicondutores. Usando essa célula, a frequência de operação dos indutores e capacitores de filtro é igual ao número de fases vezes a frequência de comutação, assim, o peso



e o volume são reduzidos. A corrente através dos enrolamentos do transformador é contínua com baixa ondulação. Por conseguinte, uma alta densidade de fluxo magnético pode ser utilizada para a concepção do transformador, portanto, o volume do transformador é reduzido. Para atingir um alto ganho de tensão, são adicionados enrolamentos secundários em cada fase do transformador, o que torna possível a transferência de energia para outra porta. Os enrolamentos secundários estão associados a um conversor bidirecional. A Figura 2.23 mostra uma nova célula de comutação de múltiplos estados com ampla taxa de conversão de tensão, que é abreviado por CCME-ATCT.

Figura 2.23 Célula de comutação de múltiplos estados com ampla taxa de conversão de tensão (CCME-ATCT)



(b)

Fonte: Adaptada [47].

Das características da nova família de conversores de alto ganho, podem-se destacar:

- menor estresse de corrente nos interruptores;

- menor esforço de tensão sobre os interruptores em relação aos conversores CC-CC convencionais;
- possibilidade de associar mais enrolamentos secundários, dependente do requisito de tensão de saída;
- o secundário do transformador multifásico pode ter outros tipos de conexão (polígono ou estrela), com  $n$  lados ou  $n$  pontas.

## 2.7 Geração dos conversores CC-CC baseados na CCME-ATCT.

### 2.7.1 Configuração estrela-estrela do transformador

Baseando-se nos conversores CC-CC bidirecional não isolados (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, SEPIC e Zeta), são geradas as novas topologias mostradas nas Figuras 2.24 a 2.29. Os novos conversores são obtidos pela substituição das células de comutação clássicas, destacadas nas Figuras 2.24(a) a 2.29(a), pelas células propostas, como mostrado nas figuras 2.24(b) a 2.29(b).

Figura 2.24 – Geração do conversor *buck*: (a) conversor *buck* bidirecional; (b) conversor *buck* baseado na CCME-ATCT.

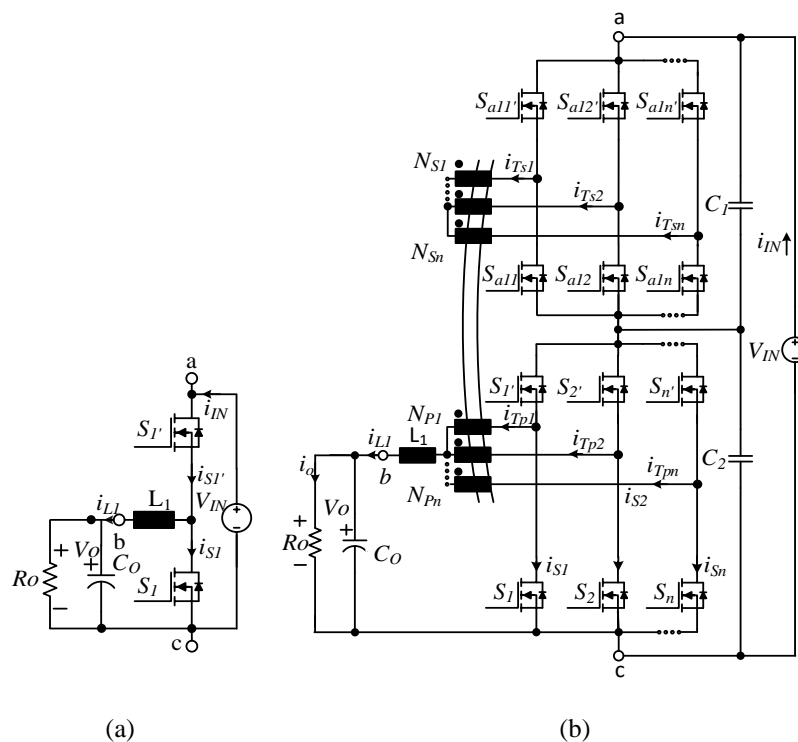
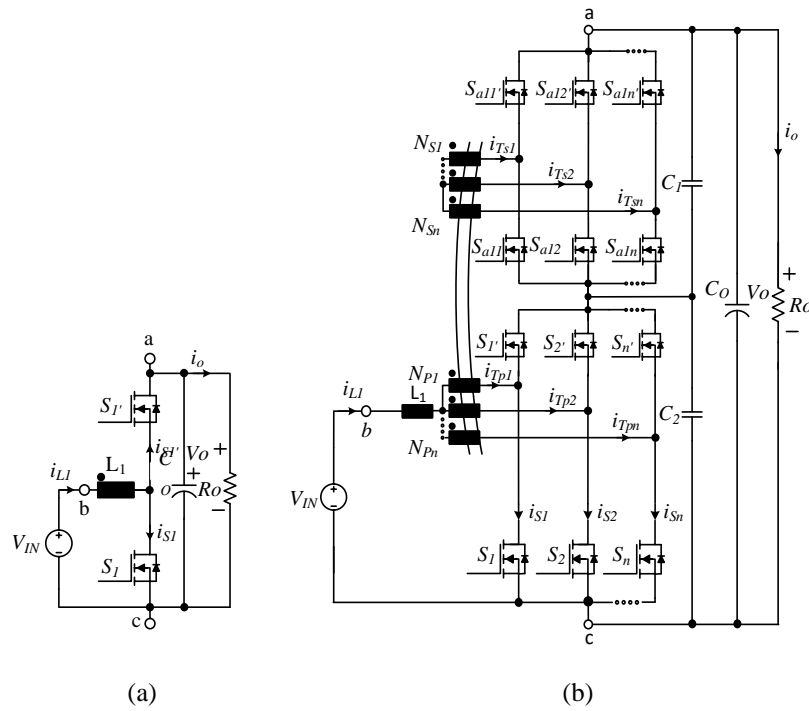
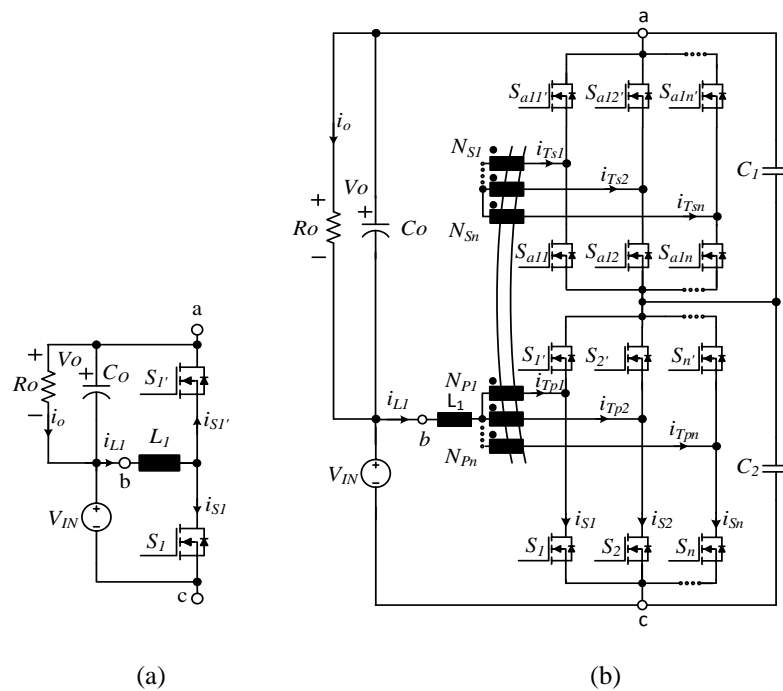


Figura 2.25 – Geração do conversor *boost*: (a) conversor *boost* bidirecional; (b) conversor *boost* baseado na CCME-ATCT.



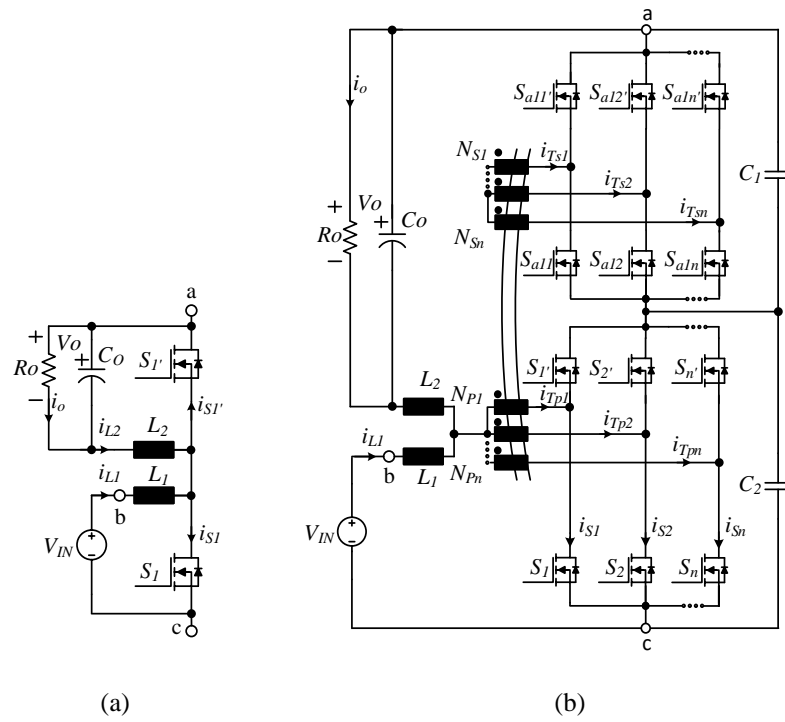
Fonte: Adaptada [47].

Figura 2.26 – Geração do conversor *buck-boost*: (a) conversor *buck-boost* bidirecional; (b) conversor *buck-boost* baseado na CCME-ATCT.



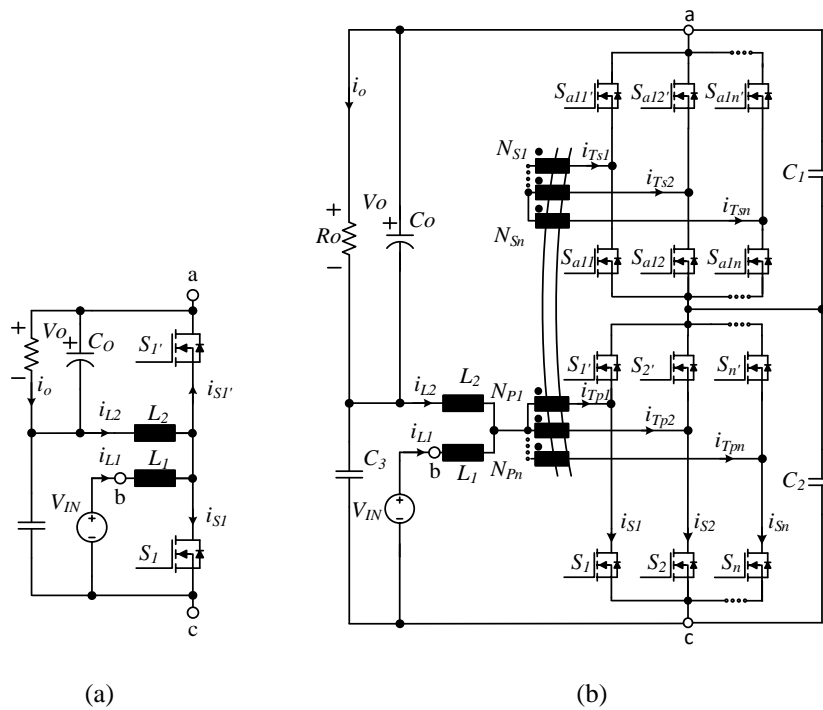
Fonte: Adaptada [47].

Figura 2.27 – Geração do conversor Ćuk (a) conversor Ćuk bidirecional; (b) conversor Ćuk baseado na CCME-ATCT.



Fonte: Adaptada [47].

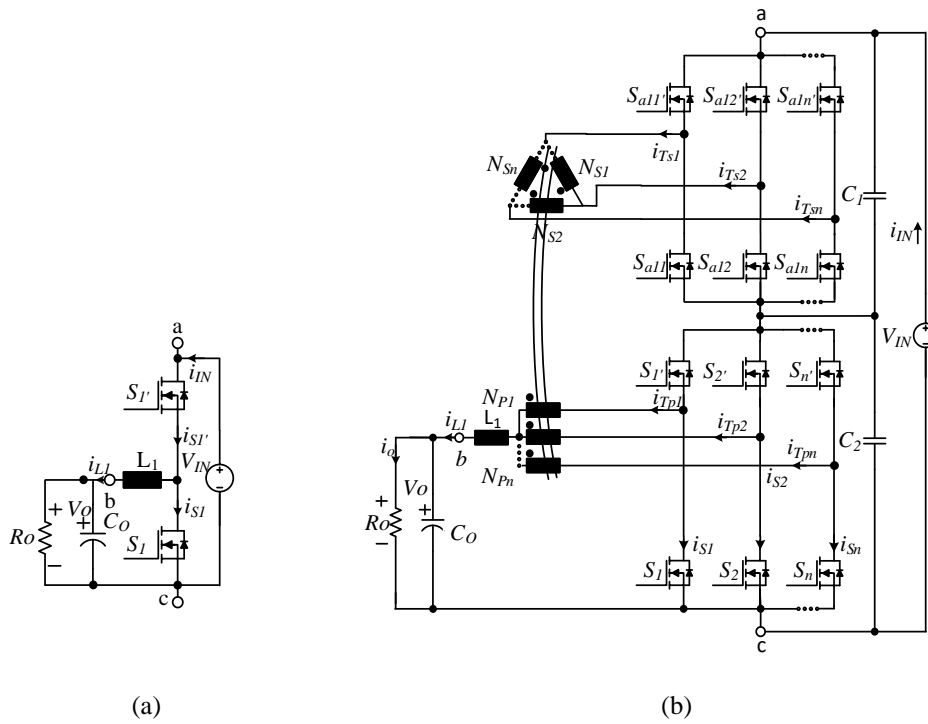
Figura 2.28 – Geração do conversor SEPIC: (a) conversor SEPIC bidirecional; (b) conversor SEPIC baseado na CCME-ATCT.



Fonte: Adaptada [47].

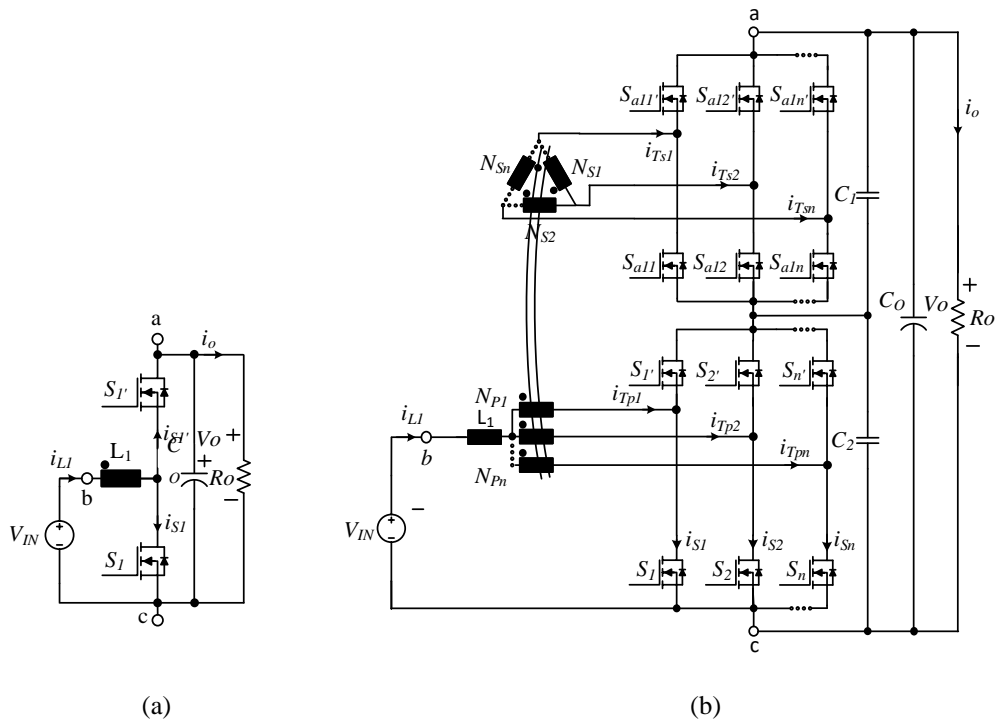


Figura 2.30 – Geração do conversor *buck*: (a) conversor *buck* bidirecional; (b) conversor *buck* baseado na CCME-ATCT.



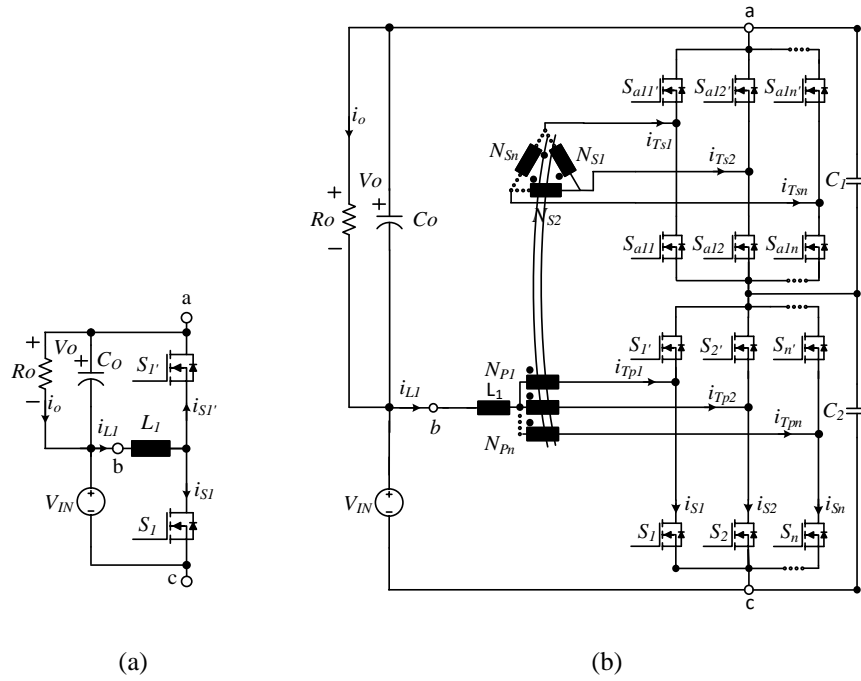
Fonte: Adaptada [47].

Figura 2.31 – Geração do conversor *boost*: (a) conversor *boost* bidirecional; (b) conversor *boost* baseado na CCME-ATCT.



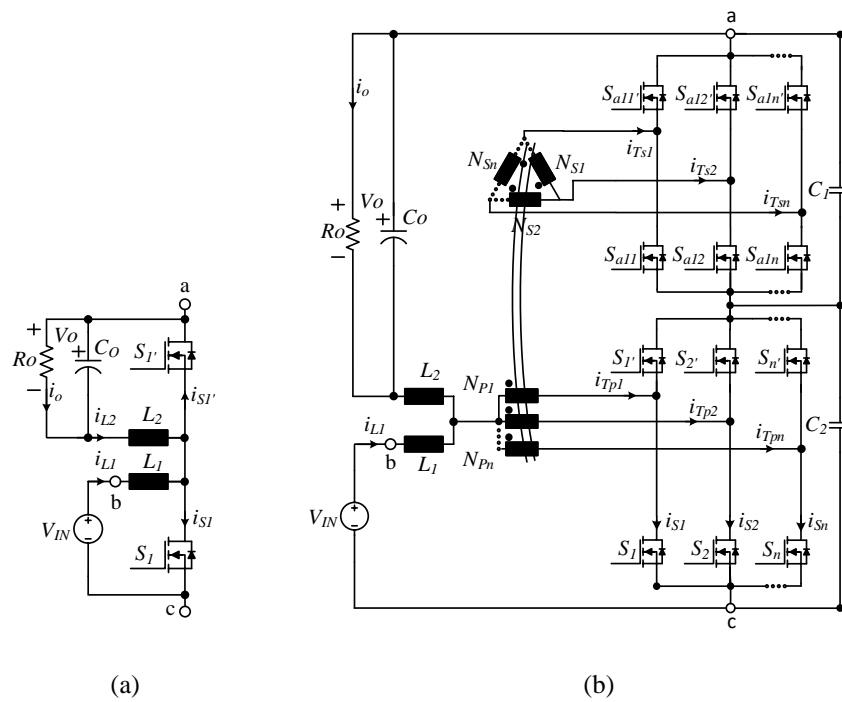
Fonte: Adaptada [47].

Figura 2.32 – Geração do conversor *buck-boost*: (a) conversor *buck-boost* bidirecional; (b) conversor *buck-boost* baseado na CCME-ATCT.



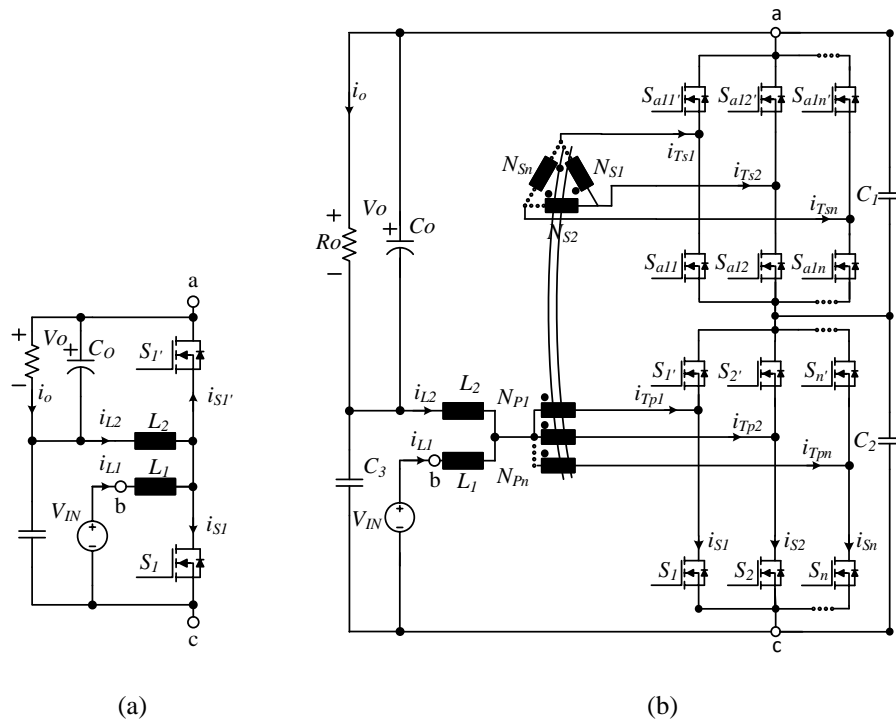
Fonte: Adaptada [47].

Figura 2.33 – Geração do conversor Ćuk (a) conversor Ćuk bidirecional; (b) conversor Ćuk baseado na CCME-ATCT.



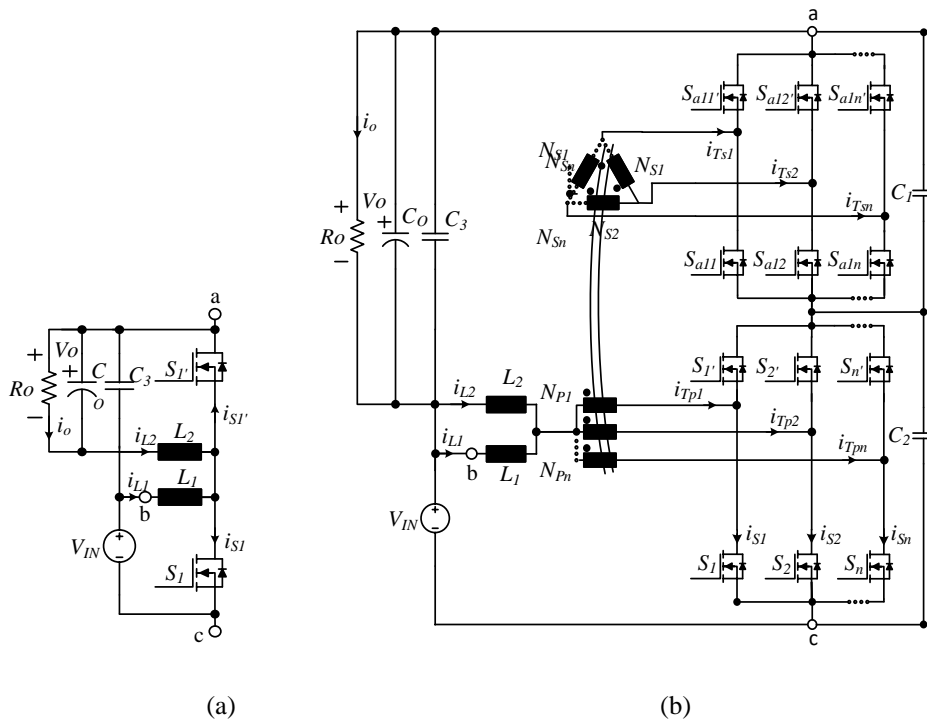
Fonte: Adaptada [47].

Figura 2.34 – Geração do conversor SEPIC: (a) conversor SEPIC bidirecional; (b) conversor SEPIC baseado na CCME-ATCT.



Fonte: Adaptada [47].

Figura 2.35 – Geração do conversor Zeta : (a) conversor Zeta bidirecional; (b) conversor Zeta baseado na CCME-ATCT.



Fonte: Adaptada [47].



## 2.8 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC não isolados com ampla taxa de conversão de tensão classificados pelo número de defasamentos angulares entre os interruptores. Em seguida, foi demonstrada a obtenção da célula de comutação de três, quatro e da célula de múltiplos estados a partir do conversor CC-CC *push-pull* com transformador trifásico isolado em alta frequência. Para atingir a ampla taxa de conversão de tensão, são adicionados enrolamentos secundários em cada fase do transformador. Os enrolamentos secundários estão associados a um conversor bidirecional. Usando essa técnica, doze conversores CC-CC não isolados foram apresentados sendo seis deles com transformador estrela-estrela e seis com transformador estrela-delta.

### 3 CONVERSOR CC-CC *BOOST* BASEADO NA CCQE-ATCT COM TRANSFORMADOR CONECTADO EM ESTRELA-ESTRELA

#### 3.1 Considerações iniciais

Para facilitar a compreensão de toda a família de conversores CC-CC gerados, foi escolhido o conversor CC-CC *boost* baseado na célula de comutação de quatro estados com ampla taxa de conversor de tensão e transformador trifásico conectado em estrela-estrela. Para simplificar o conversor citado é chamado de "conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT".

Em se tratando do estudo de um conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT foi optado pela análise da opção unidirecional em corrente. Para esta finalidade, os interruptores do retificador bidirecional foram mudados por diodos, desta maneira, é conseguida a redução do custo e da complexidade na implementação do controle, já que tal controle se dá pelo uso de apenas três interruptores.

Neste capítulo são apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT. A análise é dividida em três regiões de operação (R1, R2 e R3) para o modo de condução contínua (MCC) e para o modo de condução descontínua (MCD).

A primeira região de operação possui um ganho menor em relação às outras duas regiões, devido a uma etapa de operação na qual todos os interruptores estão bloqueados na razão cíclica menor do que  $1/3$  e onde não ocorre transferência de energia através do secundário do transformador para a carga.

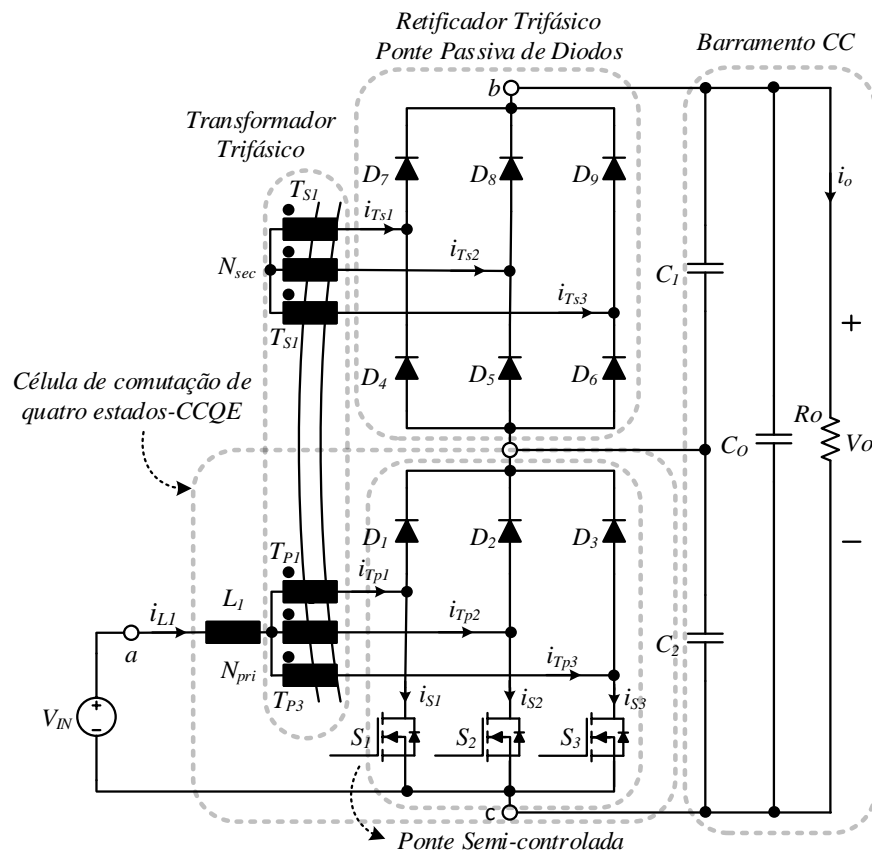
#### 3.2 Análise qualitativa e quantitativa

Nesta seção são descritas, o detalhe da topologia, as etapas de operação em modo de condução contínua, descontínua e crítica, as principais formas de onda dos componentes, análise teórica, esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor e obtenção do ganho estático do conversor. A partir desta análise, é possível determinar as equações necessárias para as especificações de todos componentes do circuito de potência deste conversor.

### 3.2.1 Topologia

O conversor é composto pelos seguintes dispositivos: fonte de tensão de entrada  $V_{IN}$ ; indutor armazenador  $L_1$ ; transformador trifásico  $T$  conectado em Y-Y com relação de transformação unitária; interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ ; diodos retificadores  $D_1 - D_9$ ; capacitores grampeadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$ ; capacitor de filtro de saída  $C_o$  e a carga representada pelo resistor  $R_o$ . A Figura 3.1 apresenta a topologia do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT com transformador conectado em estrela-estrela.

Figura 3.1 – Conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT



Fonte: Próprio autor.

Para um melhor proveito da CCME, deve-se usar um método de modulação adequada. Esse método de modulação PWM, para o comando dos interruptores controlados, baseia-se pelo uso do mesmo ciclo de trabalho em todos os interruptores. Esses sinais de acionamento dos interruptores devem ter sua defasagem seguindo o seguinte parâmetro, no qual o período com  $360^\circ$  é dividido pelo número de braços dos interruptores.

No caso da célula de comutação de quatro estados (CCQE), os sinais de comando dos interruptores entre os ramos devem ser defasados em  $120^\circ$ , ou seja, um terço do período de comutação.

A razão cíclica  $D$  é definida pela razão entre a largura de pulso de comando do interruptor e o período de comutação. A tabela 3.1 apresenta as regiões de operação para o conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT. A região R1 compreende a razão cíclica entre  $0 < D < 1/3$ . Nesta região, em uma das etapas de operação, não ocorre transferência de energia através do secundário do transformador por falta de tensão induzida. Esta situação não compromete o funcionamento do conversor, pois o controle permite adotar uma razão cíclica adequada.

Para que ocorra uma tensão induzida no secundário pelo menos dois interruptores devem operar simultaneamente. Esta situação é garantida na segunda região e na terceira região, ou seja, a razão cíclica deve ser maior ou igual que  $1/3$ .

Tabela 3.1 – Regiões de operação do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT

Região	Razão Cíclica	Interruptores em Condução
R1	$0 < D < 1/3$	Um
R2	$1/3 < D < 2/3$	Até dois
R3	$2/3 < D < 1$	Até três

Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2 *Análise na região de operação R1*

Neste tópico, é realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo para a região de operação R1, na qual a razão cíclica está no intervalo de  $(0 < D < 1/3)$ . São apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, o ganho estático, bem como a característica externa do conversor. São mostradas ainda as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída.

#### 3.2.2.1 *Etapas de operação e principais equações no MCC na região R1*

A seguir, a operação do conversor é descrita em seis etapas de operação, as quais estão ilustradas nas Figuras 3.2-3.7.

### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):

No instante  $t_0$ , o interruptor  $S_1$  entra em condução e o diodo  $D_1$  é inversamente polarizado. A corrente que circula através do indutor  $L_1$  aumenta linearmente. Devido à falta de tensão induzida no secundário do transformador as tensões sobre os enrolamentos são nulas e a corrente no indutor  $L_1$  se divide através deles.

Desse modo, a corrente do indutor de entrada divide-se em três: uma parcela da corrente flui pelo enrolamento  $T_{p1}$  e pelo interruptor  $S_1$ , e as outras fluem pelos enrolamentos  $T_{p2}$  e  $T_{p3}$ . Nesta etapa, a energia vinda da fonte que circula pelos enrolamentos  $T_{p2}$  e  $T_{p3}$  é transferida da entrada para carga, e os diodos  $D_1, D_5, D_6$ , e  $D_7$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida que aparece nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_2, D_3, D_4, D_8$  e  $D_9$  estão diretamente polarizados.

O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor  $S_1$ .

A equação da tensão sobre do indutor  $L_1$ , durante este intervalo, é determinada por:

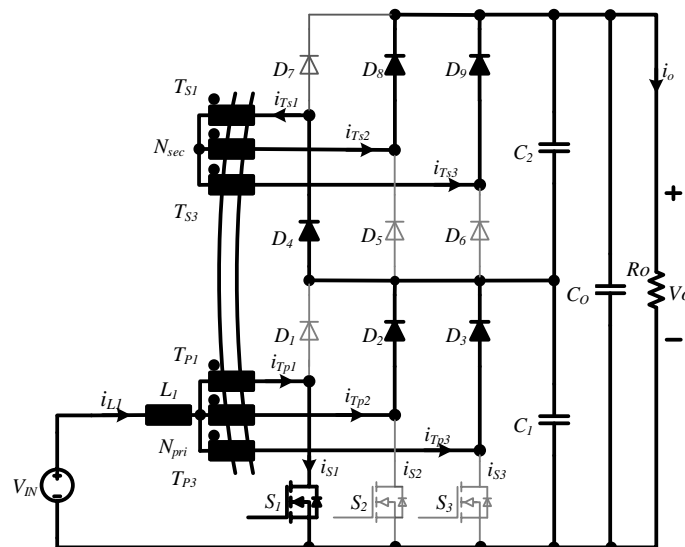
$$V_{L1} = V_{IN} - \frac{2 \cdot V_{C1}}{3} \quad (3.1)$$

O intervalo de tempo em função da razão cíclica  $D$  é determinado em:

$$t_1 - t_0 = D \cdot T_s \quad (3.2)$$

A Figura 3.2 mostra esta etapa de operação, em que o percurso da corrente aparece em negrito.

Figura 3.2 – Primeira etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ):

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_1$  é bloqueado, e o diodo  $D_1$  é polarizado diretamente juntamente com os diodos  $D_5, D_6$ , e  $D_7$ . A energia da fonte de alimentação são transferidas para o capacitor auxiliar  $C_1$  e para o capacitor de filtro de saída  $C_o$ . Pode-se observar que os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos diodos. Desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula. Vale salientar que, durante essa etapa de operação, o secundário do transformador não transfere energia para a carga.

A Figura 3.3 mostra esta etapa de operação, que a mesma finaliza no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor  $S_2$ .

A equação da tensão sobre do indutor  $L_1$ , durante este intervalo é determinada por:

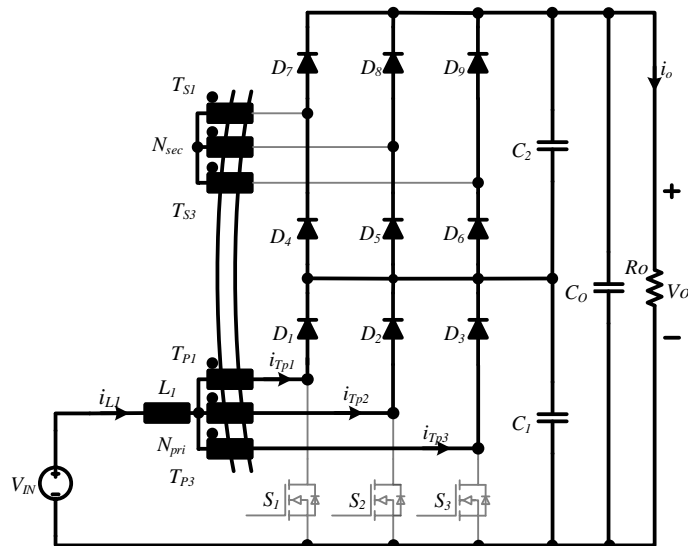
$$V_{L1} = V_{IN} - V_{C1} \quad (3.3)$$

Em que,  $V_o = V_{C1}$  o qual ocorre apenas nesta etapa de operação.

O intervalo de tempo em função da razão cíclica  $D$  é determinado em:

$$t_2 - t_1 = \frac{(1-3 \cdot D) \cdot T_s}{3} \quad (3.4)$$

Figura 3.3 – Segunda etapa de operação



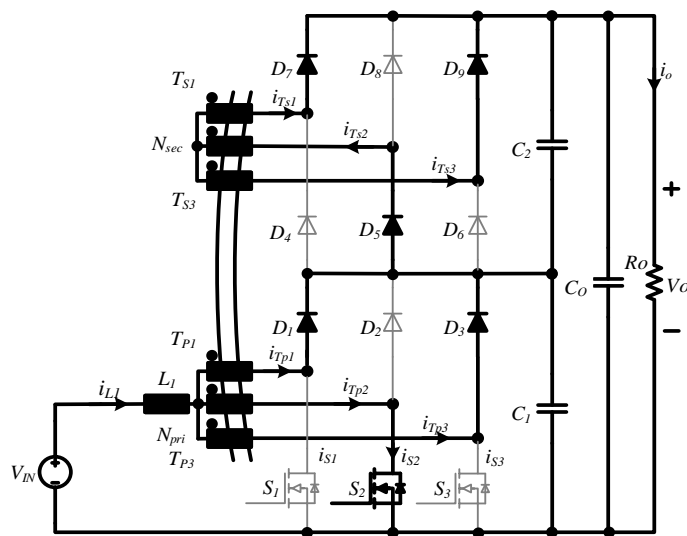
Fonte: Próprio autor.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):

A terceira etapa é idêntica à primeira etapa. Nela, o interruptor  $S_2$  entra em condução, a energia passa a ser armazenada no indutor  $L_1$  e uma parcela é direcionada para a carga e para os capacitores grameadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e o capacitor de filtro de saída  $C_0$ .

Os diodos  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_8$  são inversamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_5$ ,  $D_7$  e  $D_9$  são diretamente polarizados. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Terceira etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

### 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ):

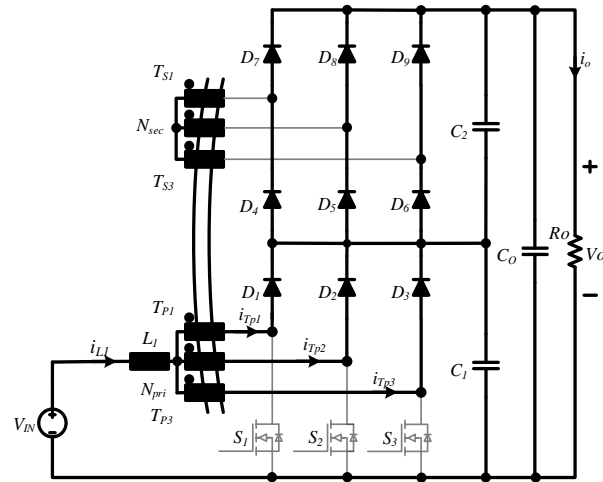
A quarta etapa é idêntica à segunda etapa. Nela, o interruptor  $S_2$  é bloqueado, bem como a energia armazenada no indutor  $L_1$  na terceira etapa é direcionada para a carga e para o capacitor grameador auxiliar  $C_1$  e o capacitor de filtro de saída  $C_0$ . O diodo  $D_2$  é polarizado diretamente juntamente com os diodos  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_8$ . O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.5.

### 5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ):

A quinta etapa é análoga à primeira e à terceira etapa, na qual o interruptor  $S_3$  entra em condução e os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  permanecem bloqueados. A corrente que circula através do

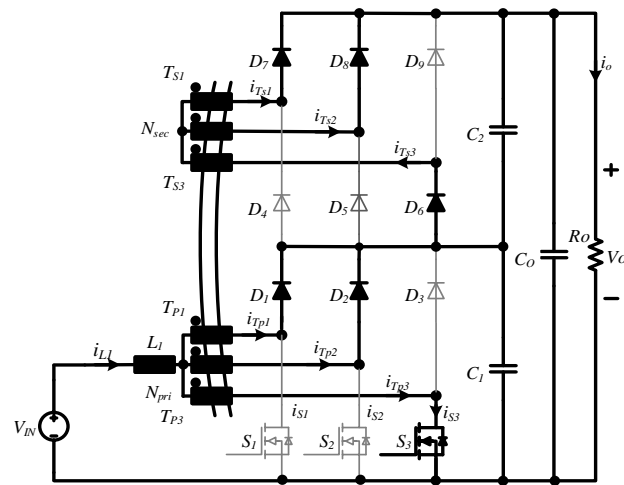
indutor  $L_1$  aumenta linearmente, e o indutor  $L_1$  armazena energia. Os diodos  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_5$ , e  $D_9$  são polarizados inversamente. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.6.

Figura 3.5 – Quarta etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.6 – Quinta etapa de operação



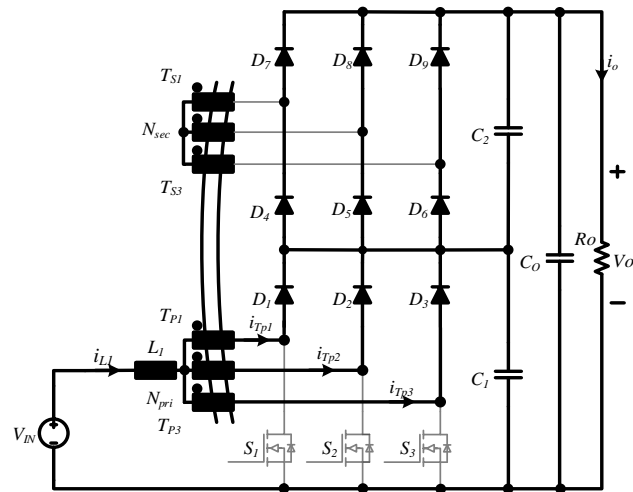
Fonte: Próprio autor.

### 6ª Etapa ( $t_5$ , $t_6$ ):

Na sexta e última etapa, o interruptor  $S_3$  é bloqueado, e os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  continuam bloqueados. O diodo  $D_3$  é diretamente polarizado juntamente com os diodos  $D_4$ ,  $D_5$ , e  $D_9$ . A energia armazenada no indutor  $L_1$  na etapa anterior é transferida para a carga e para os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e o capacitor do filtro de saída  $C_0$ . O final da etapa ocorre quando o interruptor  $S_1$  entra em condução e os diodos  $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  e  $D_7$  são reversamente polarizados. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.7.



Figura 3.7 – Sexta etapa de operação

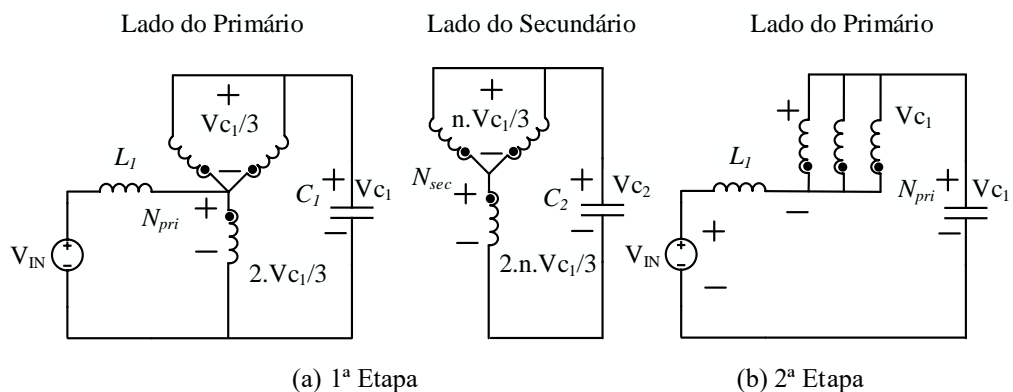


Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2.2 Principais formas de onda na região R1

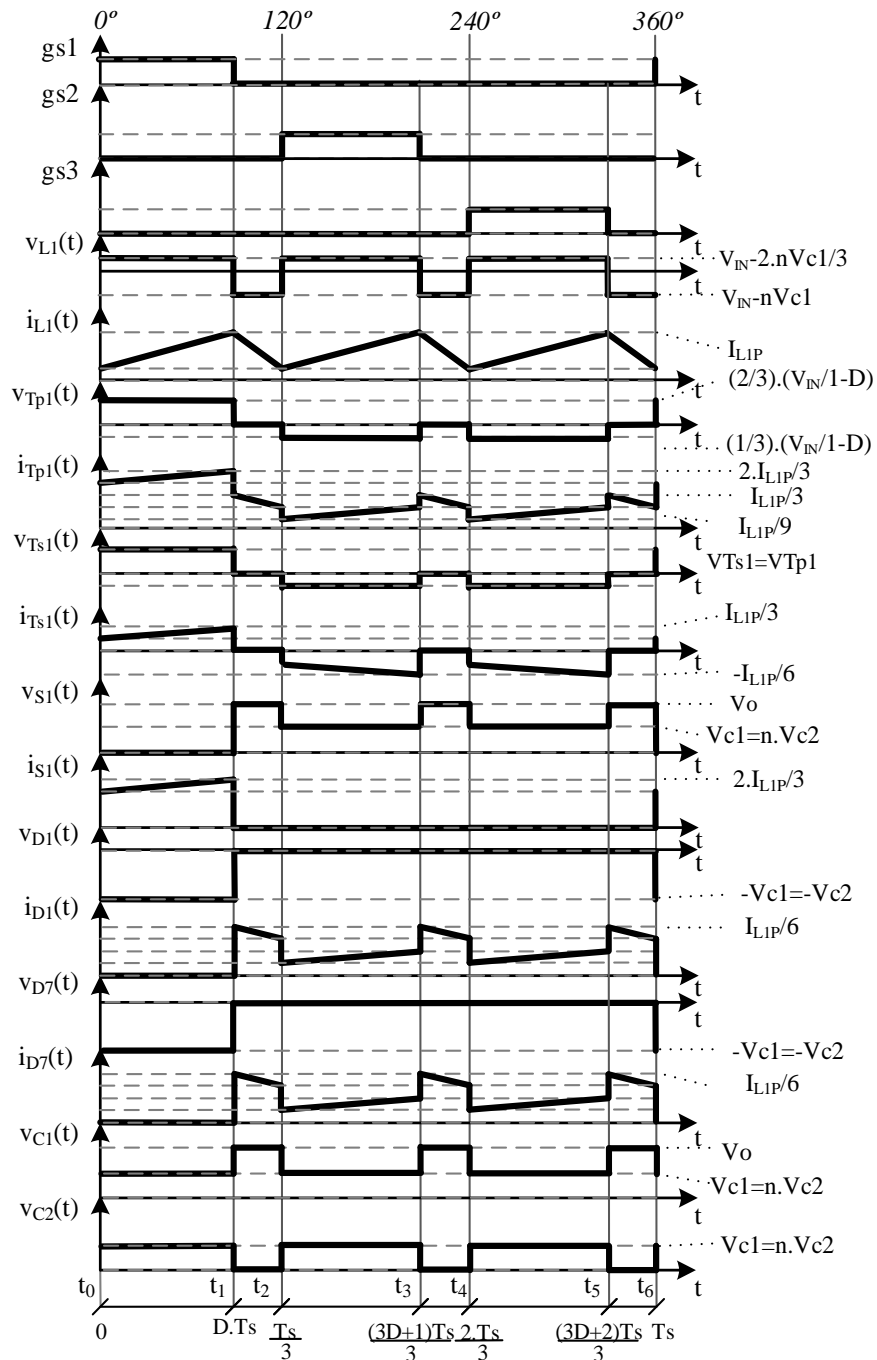
A Figura 3.8 mostra o circuito equivalente da primeira e da segunda etapa de operação do conversor proposto. A Figura 3.9 apresenta as principais formas de onda de tensão e corrente que ocorrem durante um período de comutação nos principais componentes: interruptor  $S_1$ , indutor  $L_1$ , enrolamentos do primário  $T_{p1}$  e secundário  $T_{s1}$  do transformador trifásico  $T$ , nos diodos  $D_1$  até  $D_9$ , e nos capacitores grampeadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e no capacitor de filtro de saída  $C_0$ . A Figura 3.9 mostra o circuito equivalente da primeira e da segunda etapa de operação do conversor proposto.

Figura 3.8 – Circuito equivalente durante a, (a) primeira etapa e (b) segunda etapa, do conversor *boost* baseado na CCQE-ATCT usando transformador trifásico em Y-Y.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.9 – Principais formas de onda para a região R1 no MCC



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2.3 Característica de saída na região R1

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida por meio do balanço de energia do conversor, considerando-o ideal. Desse modo, apresenta-se a obtenção do ganho estático do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT operando na região R1.

Pode-se observar que, do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir é realizada considerando apenas no primeiro terço do período de comutação.

O ganho estático do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT é determinado, inicialmente, no balanço de energia do conversor vista pelo lado do primário, considerando este conversor com componentes ideais.

$$W_{(V_{in})} = W_{(V_o)} \quad (3.5)$$

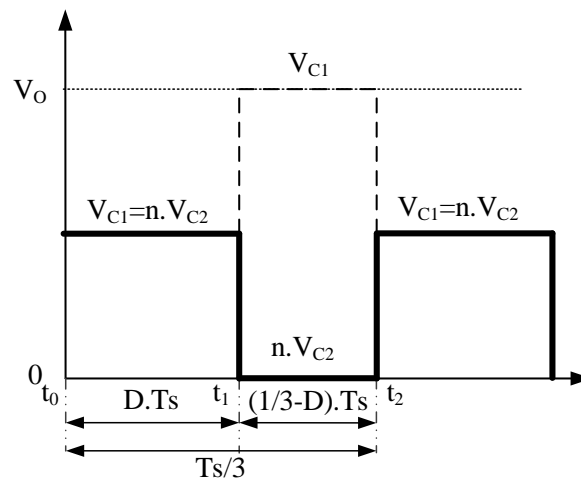
A partir de (3.5), é determinada a tensão  $V_{C1}$ .

$$V_{IN} \cdot I_{L1} \cdot \frac{T_s}{3} = \left( \frac{2 \cdot V_{C1}}{3} \right) \cdot D \cdot T_s + V_o \cdot \left( \frac{1}{3} - D \right) \cdot T_s \quad (3.6)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{IN} - V_o + 3 \cdot D \cdot V_o}{2 \cdot D} \quad (3.7)$$

A tensão de saída total é igual à soma das médias das tensões  $V_{C1} + V_{C2}$  para cada um terço de período segundo a Figura 3.10.

Figura 3.10 – Tensão de saída  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  do conversor para a região R1 no MCC



Fonte: Próprio autor.

Logo, calcula-se o valor médio das tensões  $V_{C1} + V_{C2}$

$$V_o = V_{C1} \cdot 3 \cdot D + V_o \cdot (1 - 3 \cdot D) + n \cdot V_{C2} \cdot 3 \cdot D + n \cdot 0 \cdot (1 - 3 \cdot D) \quad (3.8)$$

Onde,

$$V_o = \frac{V_{IN} - V_o + 3 \cdot D \cdot V_o}{2 \cdot D} \cdot 3 \cdot D + V_o \cdot (1 - 3 \cdot D) + \frac{n \cdot (V_{IN} - V_o + 3 \cdot D \cdot V_o)}{2 \cdot D} \cdot 3 \cdot D \quad (3.9)$$

Resolvendo a soma das tensões  $V_{C1} + V_{C2}$ , obtém-se:

$$V_o = \frac{(1+n) \cdot (V_{IN} - V_o + 3 \cdot D \cdot V_o)}{2 \cdot D} \cdot 3 \cdot D + V_o \cdot (1 - 3 \cdot D) \quad (3.10)$$

Simplificando a expressão (3.10) obtém:

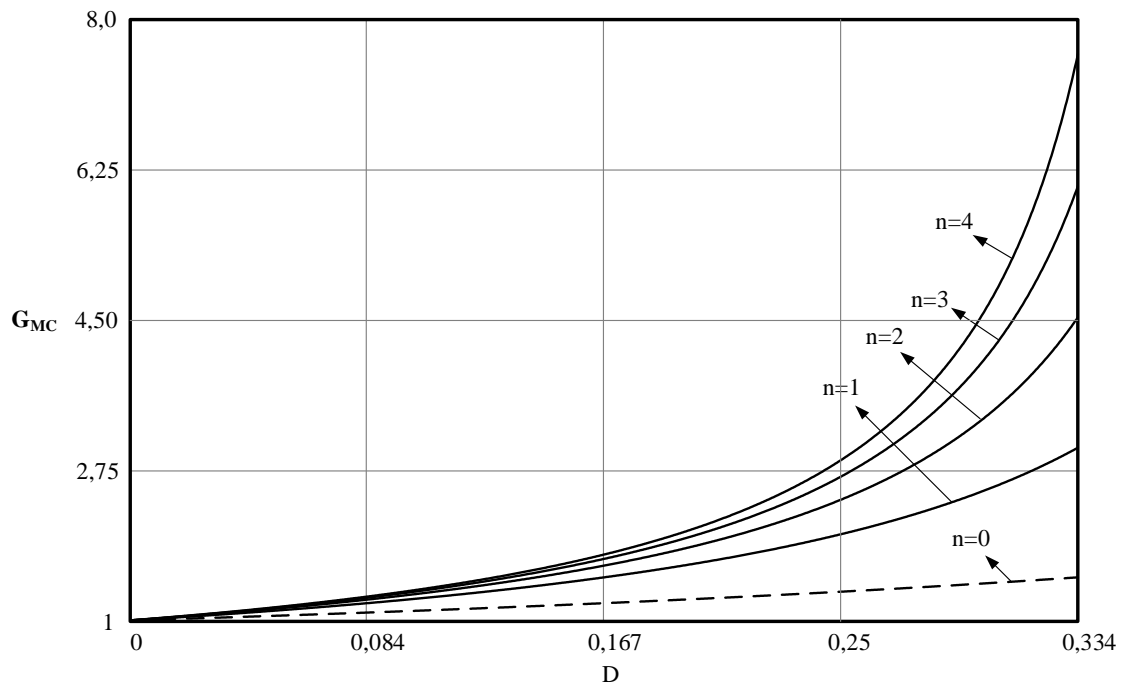
$$V_o = \frac{(1+n) \cdot V_{IN}}{1 - D + n \cdot (1 - 3 \cdot D)} \quad (3.11)$$

Reorganizando a expressão (3.11), obtém-se o ganho estático para o conversor operando em MCC para a região R1:

$$G_{MC} = \frac{(1+n)}{1 - D + n \cdot (1 - 3 \cdot D)} \quad (3.12)$$

Com base em (3.12), verifica-se que é possível aumentar o ganho de tensão, aumentando-se o valor da relação de transformação. A Figura 3.11 apresenta as curvas teóricas que descrevem os ganhos estáticos em função da razão cíclica  $D$  e das diversas relações de transformação. Ao substituir  $n=0$  em (3.12) obtém-se o ganho estático do conversor CC-CC *boost* clássico.

Figura 3.11 – Ganho estático em função da razão cíclica do conversor proposto para a região R1



Fonte: Próprio autor.

#### 3.2.2.4 Determinação da ondulação da corrente e da indutância do indutor $L_1$ na região R1

A tabela 3.2 apresenta os intervalos de tempo entre  $t_0$  e  $t_2$  utilizados para calcular a ondulação de corrente e as respectivas tensões sobre o indutor *boost* na entrada do conversor.

Analisando a primeira etapa de operação, obtém-se:

$$V_{IN} - L_1 \cdot \frac{di(t)}{dt} - \frac{2}{3} \cdot V_{C1} = 0 \quad (3.13)$$

Tabela 3.2 – Intervalo de tempo da entre etapas de operação para a região R1

Tempo	Intervalo de Tempo	Tensão sobre o indutor
$t_0-t_1$	$\Delta t = D \cdot T_s$	$V_{L1} = V_{IN} - \frac{2 \cdot V_{C1}}{3}$
$t_1-t_2$	$\Delta t = \frac{(1-3 \cdot D) \cdot T_s}{3}$	$V_{L1} = V_{IN} - V_{C1}$

Fonte: Próprio autor.

Substituindo o intervalo de tempo de duração da primeira etapa apresentado na tabela 3.2, o valor de  $V_{C1}$  da equação (3.7) e o valor de  $V_{IN}$  da equação (3.11), na equação (3.13), obtém a equação da ondulação de corrente no indutor.

$$\Delta I_{L1} = \frac{\left( \frac{V_o \cdot (1-D+n \cdot (1-3 \cdot D))}{(1+n)} - \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o \cdot (1-D+n \cdot (1-3 \cdot D)) - V_o + 3 \cdot D \cdot V_o}{(1+n)} \right) \cdot D \cdot T}{L_1 \cdot 2 \cdot D} \quad (3.14)$$

Reorganizando a expressão (3.14), obtém-se a ondulação de corrente para o conversor operando em MCC para a região R1:

$$\Delta I_{L1} = \frac{D \cdot (1+3 \cdot n) \cdot (1-3 \cdot D)}{3 \cdot f_s \cdot L_1 \cdot (n+1)} \cdot V_o \quad (3.15)$$

Rearranjando os termos em (3.15), obtém-se a ondulação da corrente parametrizada no indutor de acordo com (3.16).

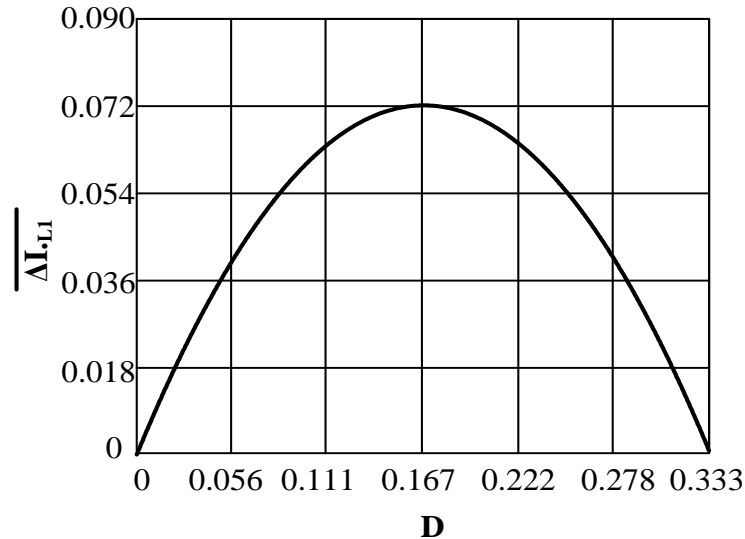
$$\frac{\Delta I_{L1}}{V_o} = \frac{3 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1} \cdot L_1 \cdot (n+1)}{(1+3 \cdot n) \cdot V_o} = D \cdot (3 \cdot D - 1). \quad (3.16)$$

A partir de (3.16), é obtido o valor da razão cíclica que acarreta uma maior ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , sendo este valor de  $D=0,167$ . Portanto, substituindo o valor da  $D$  em (3.15), obtém-se a expressão do cálculo da indutância  $L_1$  considerando o pior caso de operação da razão cíclica, como apresentado em (3.17).

$$L_1 = \frac{V_o \cdot (1+3 \cdot n)}{36 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1} \cdot (n+1)} \quad (3.17)$$

O comportamento da corrente normalizada no indutor  $L_1$  está representado na Figura 3.12.

Figura 3.12 – Ondulação da corrente parametrizada no indutor  $L_1$  em função da razão cíclica  $D$



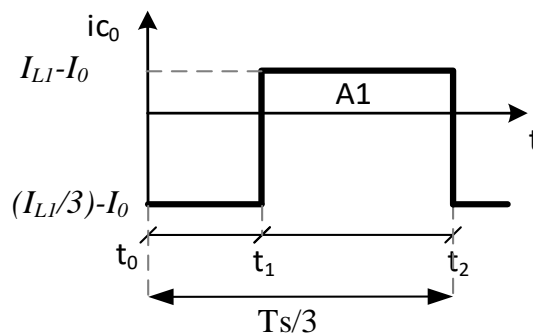
Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2.5 Determinação da ondulação da tensão e capacitância do capacitor $C_0$ na região R1

A ondulação da tensão de saída é função de sua capacitância e da carga fornecida ao capacitor, conforme expresso em (3.18). Assim, para determinar a ondulação de tensão, deve-se determinar a quantidade de carga recebida pelo capacitor  $C_0$ . Para tanto, utiliza-se a Figura 3.13, que mostra a corrente no capacitor de saída. Vale salientar que está sendo desprezada a ondulação da corrente de entrada. O procedimento, então, torna-se mais simples e não acarreta grandes erros.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} \quad (3.18)$$

Figura 3.13 – Corrente no capacitor de saída na região R1



Fonte: Próprio autor.

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Figura 3.13. Assim, obtém-se:

$$\Delta Q = A1 = (I_{L1} - I_0) \cdot \left(\frac{1}{3} - D\right) \cdot T_s \quad (3.19)$$

Como:

$$I_{L1} = \frac{I_0 \cdot (1+n)}{1-D+n \cdot (1-3 \cdot D)} \quad (3.20)$$

Substituindo (3.20) em (3.19), encontra-se:

$$\Delta Q = \frac{I_0 \cdot \left(\frac{1}{3} - D\right) \cdot (1+3 \cdot n)}{1-D+n \cdot (1-3 \cdot D)} \cdot T_s \quad (3.21)$$

Substituindo (3.21) em (3.18), obtém-se a expressão que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_0 = \frac{I_0 \cdot \left(\frac{1}{3} - D\right) \cdot (1+3 \cdot n)}{1-D+n \cdot (1-3 \cdot D) \cdot C_0 \cdot f} \quad (3.22)$$

Reorganizando a expressão (3.22), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim, tem-se:

$$C_0 = \frac{I_0 \cdot \left(\frac{1}{3} - D\right) \cdot (1+3 \cdot n)}{1-D+n \cdot (1-3 \cdot D) \cdot f_s \cdot \Delta V} \quad (3.23)$$

### 3.2.2.6 Etapas de operação no MCD na região R1

A operação no modo de condução descontínua neste conversor é caracterizada pelo fato de a corrente do indutor ser nula durante um intervalo de tempo. As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas já descritas do conversor operando em MCC, exceto pela adição de uma etapa intermediária em que não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga.

Assim sendo, o MCD para o conversor operando na região R1, apresenta nove etapas de operação, das quais seis delas são idênticas às já descritas para o MCC para a região R1, e as outras três são etapas em que não ocorre transferência de energia.

A seguir, são descritas as etapas do conversor operando em MCD. Como condição inicial, considera-se que os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueados.

**1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):**

No instante  $t_0$ , o interruptor  $S_1$  entra em condução e o diodo  $D_1$  é polarizado inversamente. A corrente que circula a través do indutor  $L_1$  aumenta linearmente e o mesmo armazena energia. Devido à falta de tensão induzida do transformador as tensões sobre os enrolamentos são nulas e a corrente no indutor  $L_1$  se divide através deles.

Desse modo, a corrente do indutor de entrada divide-se em três partes: uma parcela da corrente flui pelo enrolamento  $Tp_1$  e pelo interruptor  $S_1$ , e as outras fluem pelos enrolamentos  $Tp_2$  e  $Tp_3$ .

Nesta etapa, a energia vinda da fonte que circula pelos enrolamentos  $Tp_2$  e  $Tp_3$  é transferida da entrada para carga, por outro lado, os diodos  $D_1, D_5, D_6$  e  $D_7$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida que aparece nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_2, D_3, D_4, D_8$  e  $D_9$  estão polarizados diretamente. O intervalo é finalizado quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

**2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ):**

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_1$  é bloqueado, e o diodo  $D_1$  é polarizado diretamente juntamente com os diodos  $D_5, D_6$  e  $D_7$ . A energia armazenada no indutor  $L_1$  na primeira etapa e a energia da fonte de alimentação, são transferidas para o capacitor auxiliar  $C_1$  e para o capacitor de filtro de saída  $C_0$ . Os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos diodos, como demonstrado na Figura 3.3.

Desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula. Vale salientar que, durante essa etapa de operação, o secundário do transformador não transfere energia para a carga.

A etapa finaliza no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor  $S_2$ .

**3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):**

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando a polarização inversa dos diodos  $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7, D_8$  e  $D_9$ . Assim, durante essa etapa, ocorre a interrupção da transferência de energia da fonte de entrada para a carga, sendo suprida apenas pelo capacitor de saída  $C_0$ .

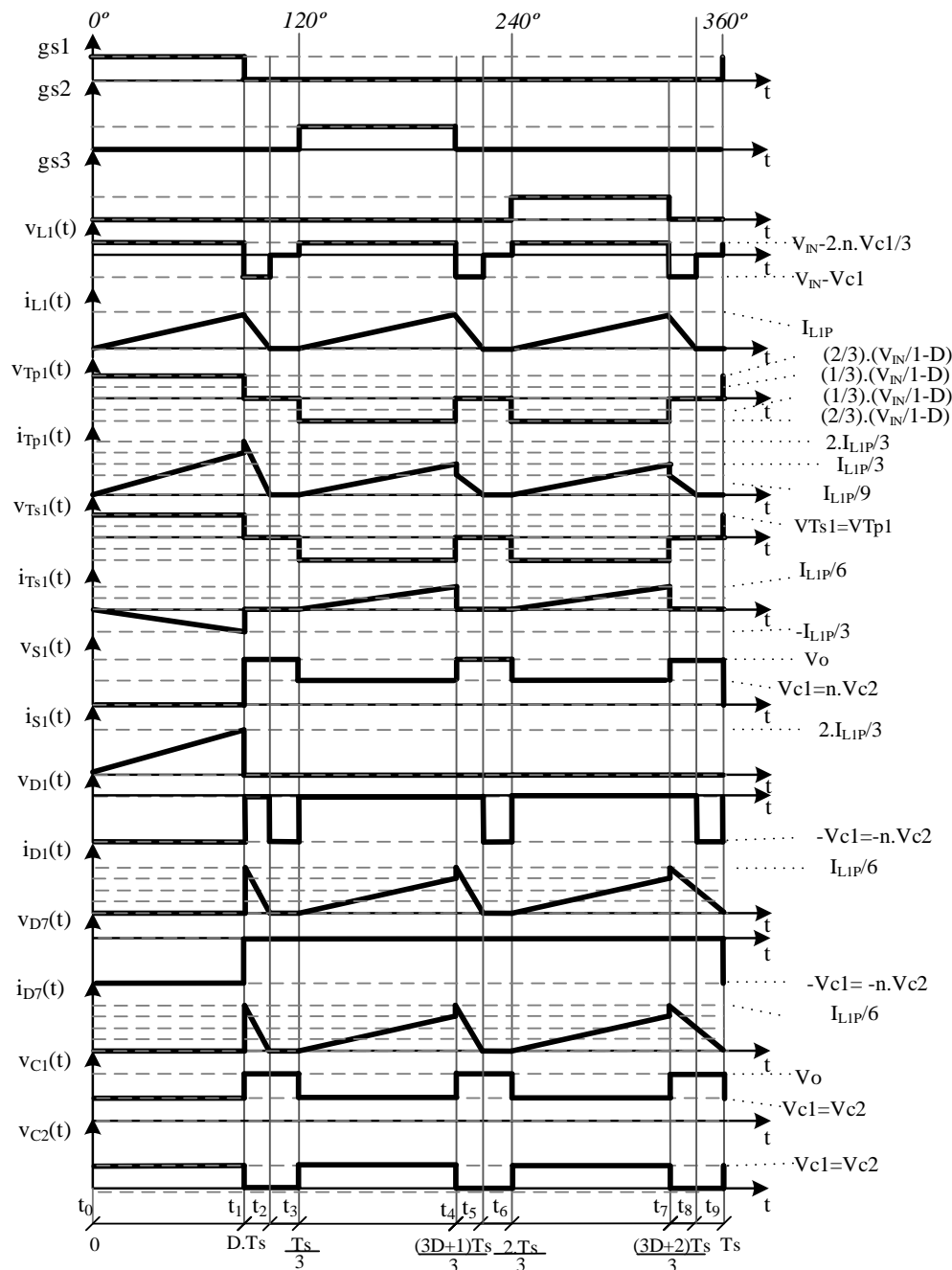




### 3.2.2.7 Principais formas de onda no MCD na região R1

A Figura 3.15 apresenta as principais formas de onda de tensão e corrente que ocorrem durante um período de comutação nos principais componentes: interruptor  $S_1$ , indutor  $L_1$ , enrolamentos do primário  $Tp_1$  e secundário  $Ts_1$  do transformador trifásico  $T$ , nos diodos  $D_1$  até  $D_9$ , e nos capacitores grameadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e no capacitor de filtro de saída  $C_0$ .

Figura 3.15 - Principais formas de onda para a região R1 no MCD.

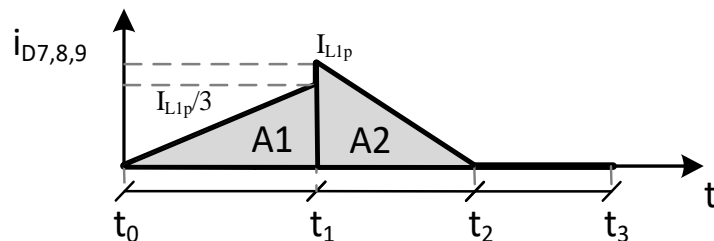


Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2.8 Ganho estático do conversor operando em MCD na região R1

A característica de transferência estática do conversor CC-CC *boost* baseado na CCME-ATCT operando na região R1 e em MCD é obtida, tal como no MCC, por meio da análise do primeiro terço do período de comutação. O ganho estático para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga. Desse modo, utilizou-se a forma de onda apresentada na Figura 3.16, e aplicou-se a definição de valor médio, obtendo-se:

Figura 3.16 – Corrente entregue a carga na região R1 no MCD



Fonte: Próprio autor.

$$I_O = \frac{1}{T_s/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{D7,8,9}^2(t) \cdot dt = \frac{3}{T_s} \cdot (A1 + A2) \quad (3.24)$$

Por meio da Figura 3.16, é determinada a área A1+A2.

$$(A1 + A2) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3} \cdot I_{L1p} \cdot (t_1 - t_0) \cdot Ts + \frac{1}{2} \cdot I_{L1p} \cdot (t_2 - t_1) \cdot Ts \quad (3.25)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula e assumindo  $n=1$ , tem-se:

$$(t_2 - t_1) = \frac{(t_1 - t_0) \cdot (2 \cdot V_O - 3 \cdot (1+n) \cdot V_{IN})}{6 \cdot (V_O - V_{IN})} \quad (3.26)$$

Tendo em vista que  $(t_1 - t_0)$  é função do período e da razão cíclica, como expressa em (3.27), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (3.28), pode-se então substituir essas expressões em (3.24), encontrando a corrente  $I_O$  de saída, dada por (3.29).

$$(t_1 - t_0) = D \cdot Ts \quad (3.27)$$

$$I_{L1p} = \frac{V_{IN} - 2 \cdot V_O / 6}{L_1} \cdot (t_1 - t_0) \cdot Ts \quad (3.28)$$

$$I_O = \frac{D^2 \cdot Ts^2 \cdot V_{IN} \cdot (V_O - 3 \cdot V_{IN}) \cdot (3 \cdot (1+n) - 2)}{12 \cdot (L_1 \cdot Ts \cdot V_{IN} - L \cdot Ts \cdot V_O)} \quad (3.29)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{IN}$ , considerando  $G_{MD}$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{I_o \cdot L_1 \cdot fs}{V_{IN}} = \frac{D^2 \cdot (V_o - 3 \cdot V_{IN}) \cdot (3 \cdot (1+n) - 2)}{12 \cdot (V_{IN} - V_o)} \quad (3.30)$$

Parametrizando a expressão (3.30), encontra-se:

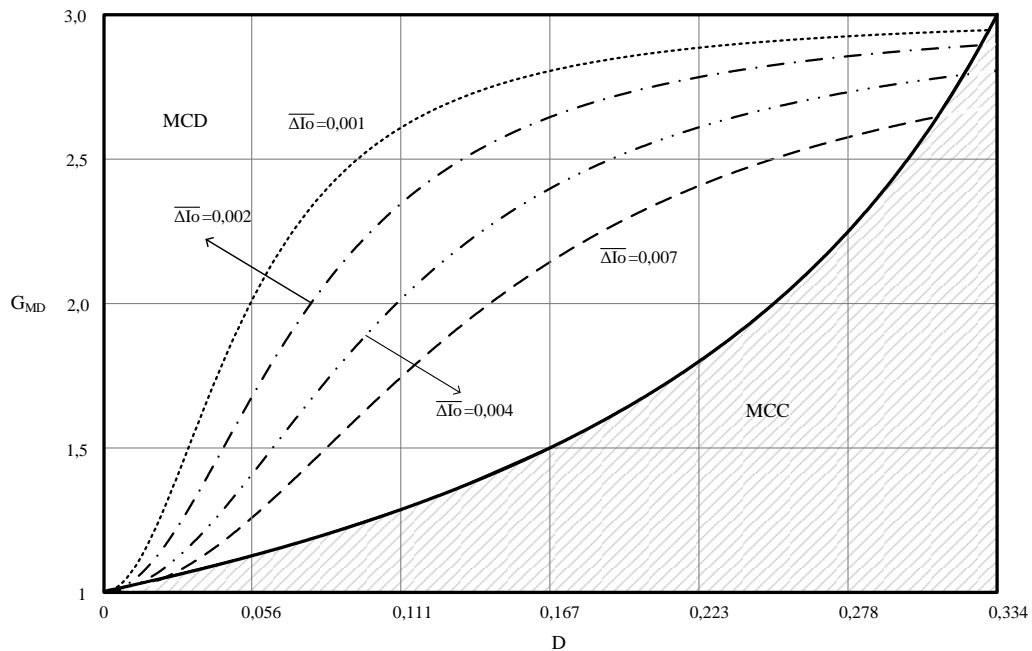
$$\overline{\Delta I_o} = \frac{I_o \cdot L_1 \cdot fs}{V_{IN}} = \frac{D^2 \cdot (G_{MD} - 3) \cdot (3 \cdot (1+n) - 2)}{12 \cdot (1 - G_{MD})} \quad (3.31)$$

Reorganizando a expressão (3.31), obtém-se (3.32), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região R1.

$$G_{MD} = \frac{12 \cdot \overline{\Delta I_o} + 9 \cdot D^2 \cdot (1+n) - 6 \cdot D^2}{12 \cdot \overline{\Delta I_o} + 3 \cdot D^2 \cdot (1+n) - 2 \cdot D^2} \quad (3.32)$$

A Figura 3.17 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\overline{\Delta I_o}$  e  $n=1$ .

Figura 3.17 – Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para a região R1 em MCD



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2.9 Modo de condução crítico na região R1

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para esses modos de operação são iguais quando o conversor opera em MCCr. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando as expressões (3.12) e (3.32), para o ganho crítico:

$$\frac{12 \cdot \overline{\Delta I_o} + 9 \cdot D_{\text{crit}}^2 \cdot (1+n) - 6 \cdot D_{\text{crit}}^2}{12 \cdot \overline{\Delta I_o} + 3 \cdot D_{\text{crit}}^2 \cdot (1+n) - 2 \cdot D_{\text{crit}}^2} = \frac{(1+n)}{1 - D_{\text{crit}} + n \cdot (1 - 3 \cdot D_{\text{crit}})} \quad (3.33)$$

Reorganizando a expressão (3.33), obtém-se a razão cíclica crítica:

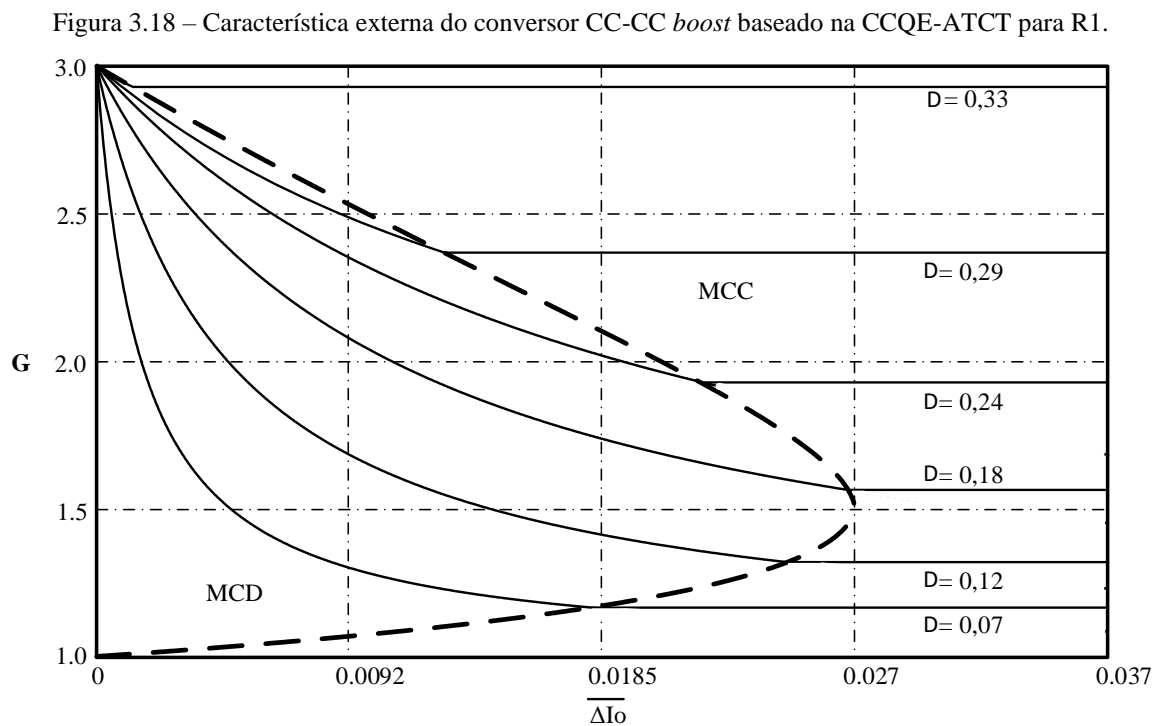
$$D_{\text{crit}} = \frac{n \pm \sqrt{2 \cdot n - 36 \cdot \overline{\Delta I_o} + n^2 - 108 \cdot n \cdot \overline{\Delta I_o} + 1} + 1}{9 \cdot n + 3} \quad (3.34)$$

Substituindo a expressão (3.34) em (3.12), reorganizando as variáveis, e resolvendo  $n=1$ , obtém-se o ganho estático crítico do conversor, apresentado a seguir:

$$G_{\text{crit}} = \frac{3 \cdot (n+1)}{2 \cdot n \pm \sqrt{2 \cdot n - 36 \cdot \overline{\Delta I_o} + n^2 - 108 \cdot n \cdot \overline{\Delta I_o} + 1} + 2} \quad (3.35)$$

### 3.2.2.10 Característica de saída na região R1

Por meio das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *boost* operando na região R1. A Figura. 3.18 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função de  $\overline{\Delta I_o}$  e  $n=1$ .



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.3 Análise na região de operação R2

Neste tópico, realiza-se a análise do conversor operando nos modos de condução contínua e descontínua para a região R2, na qual a razão cíclica está no intervalo de  $(1/3 < D < 2/3)$ . Apresentam-se as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, o ganho estático, bem como a característica externa do conversor. Mostram-se ainda as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída.

#### 3.2.3.1 Etapas de operação no MCC na região R2

O conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT proposto apresenta os modos de operação determinados pela corrente que circula através do indutor filtro  $L_1$ . Agora, são apresentadas as etapas de funcionamento do conversor no modo de condução contínua, observando que a razão cíclica do conversor está entre  $(1/3 < D < 2/3)$ . Para esse propósito, os semicondutores e os elementos magnéticos são considerados ideais. O conversor, que possui uma conexão estrela-estrela do transformador operando na região R2, apresenta seis etapas de operação por período de comutação, como descrito a seguir:

##### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):

O interruptor  $S_3$  entra em condução, o interruptor  $S_2$  continua conduzindo e o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado. A corrente que circula através do indutor  $L_1$  aumenta linearmente e o mesmo armazena energia. Uma parte dessa corrente flui através do enrolamento  $Tp_2$  e pelo interruptor  $S_2$ , e outra parte, de mesmo valor, flui através do enrolamento  $Tp_3$  e o interruptor  $S_3$ , já que  $Tp_1$ ,  $Tp_2$  e  $Tp_3$  têm o mesmo número de espiras. Nesta etapa, uma parcela da energia que atravessa o enrolamento  $Tp_1$  é transferida da entrada para carga, e os diodos  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_8$  e  $D_9$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_1$ ,  $D_5$ ,  $D_6$ , e  $D_7$  estão diretamente polarizados. O intervalo é finalizado quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

A equação da tensão através do indutor  $L_1$ , durante este intervalo, é determinada por:

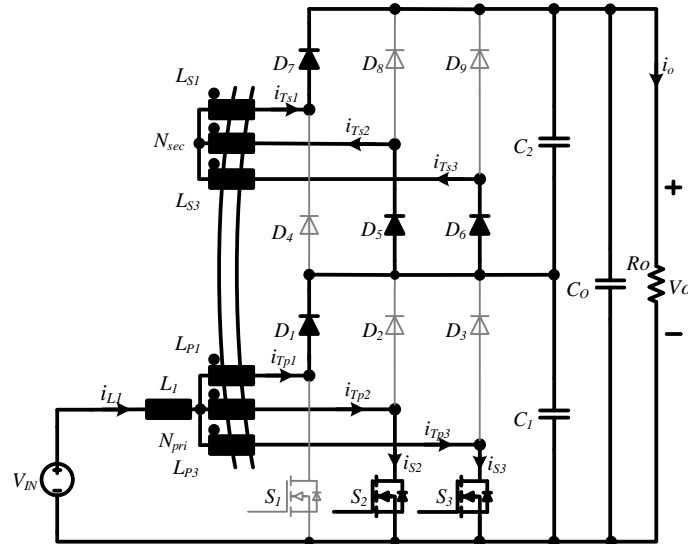
$$V_{L1} = V_{IN} - \frac{2 \cdot V_{Cl}}{3} \quad (3.36)$$

O intervalo de tempo em função da razão cíclica  $D$  é determinado em:

$$t_0 - t_1 = \frac{(3 \cdot D - 1) \cdot T_s}{3} \quad (3.37)$$

O circuito desta etapa é ilustrado na Figura 3.19.

Figura 3.19 – Primeira etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

### 2a Etapa ( $t_1, t_2$ ):

O interruptor  $S_2$  bloqueia, o interruptor  $S_3$  continua conduzindo e o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado, bem como a energia armazenada no indutor  $L_1$  na etapa anterior é transferida para a carga e para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . A tensão sobre o indutor é invertida mantendo o fluxo magnético constante, e as tensões sobre o interruptor  $S_3$  e o capacitor de filtro  $C_1$  são iguais. Assim, os diodos  $D_3, D_4, D_5$  e  $D_9$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_1, D_2, D_6, D_7$  e  $D_8$  estão diretamente polarizados. A corrente que circula no indutor  $L_1$  flui pelos enrolamentos dos primários e decresce linearmente. A energia armazenada no indutor  $L_1$  na primeira etapa, assim, como a energia da fonte de alimentação, são transferidas para os capacitores auxiliares  $C_1, C_2$  e para o capacitor de filtro de saída  $C_0$ . O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.20.

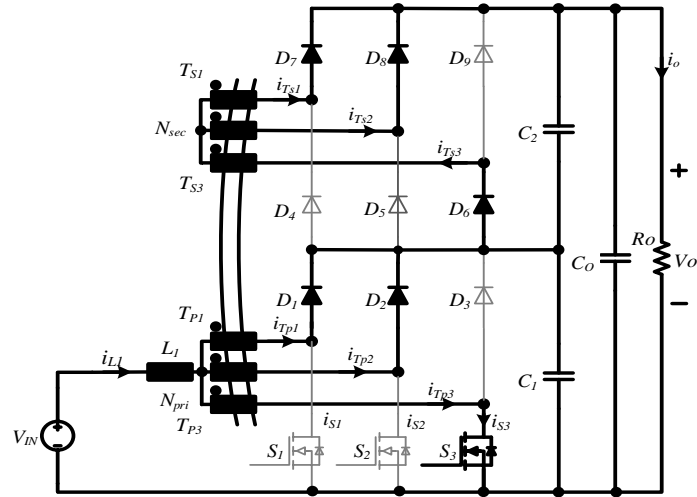
A equação da tensão sobre o indutor  $L_1$ , durante este intervalo, é determinada por:

$$V_{L1} = V_{IN} - \frac{V_{CL}}{3} \quad (3.38)$$

O intervalo de tempo em função da razão cíclica  $D$  é determinado em:

$$t_1 - t_2 = \frac{(2 - 3 \cdot D) \cdot T_s}{3} \quad (3.39)$$

Figura 3.20 – Segunda etapa de operação

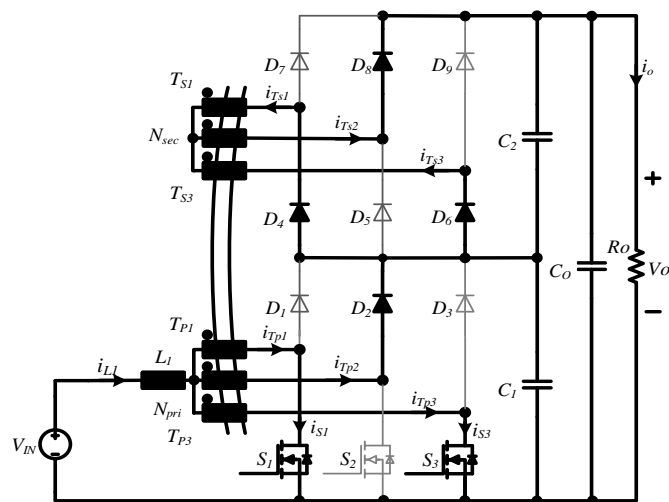


Fonte: Próprio autor.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):

Devido à simetria da arquitetura do circuito, a terceira etapa é semelhante à primeira, com a diferença do interruptor  $S_1$  entrar em condução; o interruptor  $S_3$  continua conduzindo, e o interruptor  $S_2$  permanece bloqueado. Os diodos  $D_1, D_3, D_5, D_7$  e  $D_9$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_2, D_4, D_6$ , e  $D_8$  estão diretamente polarizados. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.21.

Figura 3.21 – Terceira etapa de operação



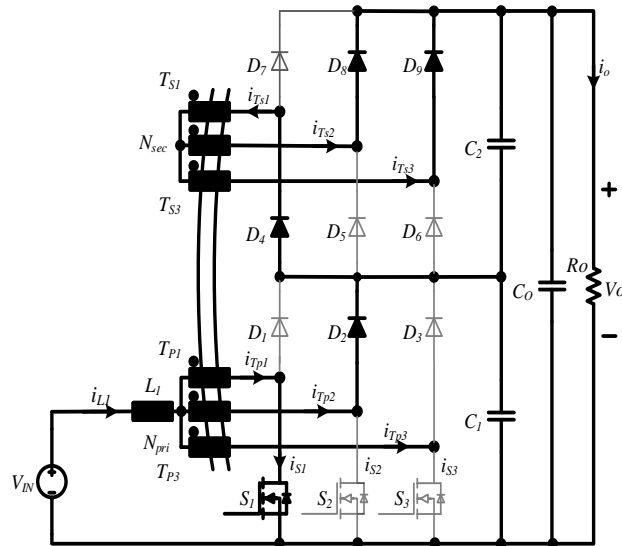
Fonte: Próprio autor.



#### 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ):

A quarta etapa é idêntica à segunda etapa. Nela, o interruptor  $S_2$  é bloqueado e apenas o interruptor  $S_1$  continua conduzindo, bem como a energia armazenada no indutor  $L_1$  na terceira etapa é direcionada para a carga e para os capacitores grampeadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e o capacitor de filtro de saída  $C_0$ . Os diodos  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $D_8$  e  $D_9$  são diretamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.22.

Figura 3.22 – Quarta etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

#### 5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ):

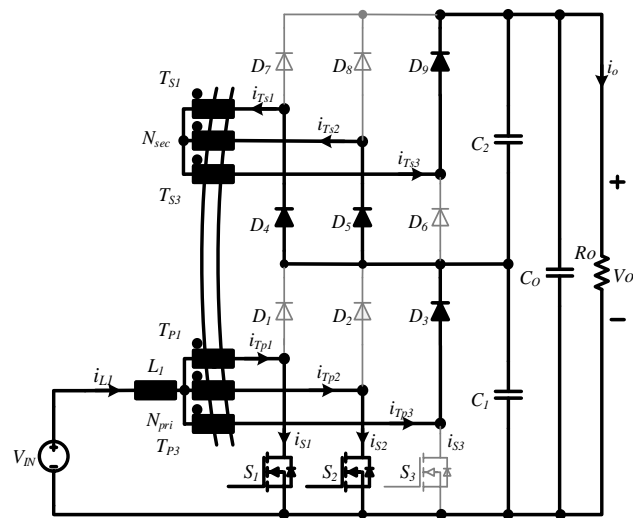
A quinta etapa é análoga à primeira e à terceira etapa, na qual o interruptor  $S_2$  entra em condução, o interruptor  $S_1$  continua conduzindo, e o interruptor  $S_3$  permanece bloqueado. A corrente que circula através do indutor  $L_1$  aumenta linearmente, e o indutor  $L_1$  armazena energia. Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$  são polarizados inversamente. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.23.

### 6ª Etapa ( $t_5, t_6$ ):

Na sexta e última etapa, o interruptor  $S_1$  é comutado a bloquear e o interruptor  $S_2$  continua conduzindo, e o interruptor  $S_3$  permanece bloqueados. Os diodos  $D_1, D_3, D_5, D_7$  e  $D_9$  são polarizados diretamente devido à tensão induzida no enrolamento secundário do transformador.

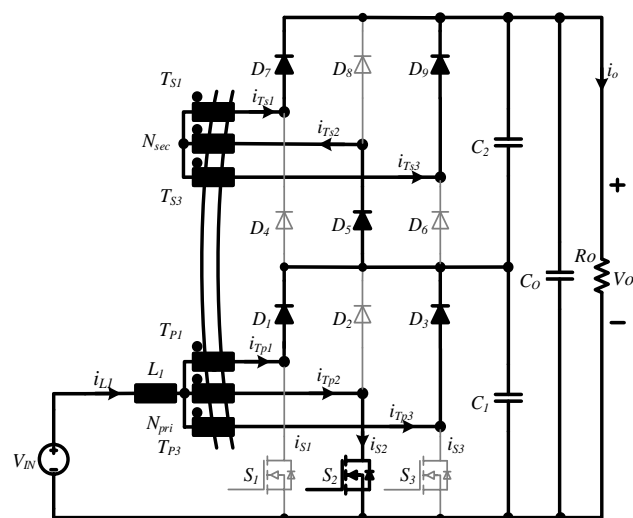
A energia armazenada no indutor  $L_1$  na etapa anterior é transferida para a carga e para os capacitores  $C_1, C_2$  e o capacitor de filtro de saída  $C_0$ . A etapa finaliza quando o interruptor  $S_3$  entra em condução. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.24.

Figura 3.23 – Quinta etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

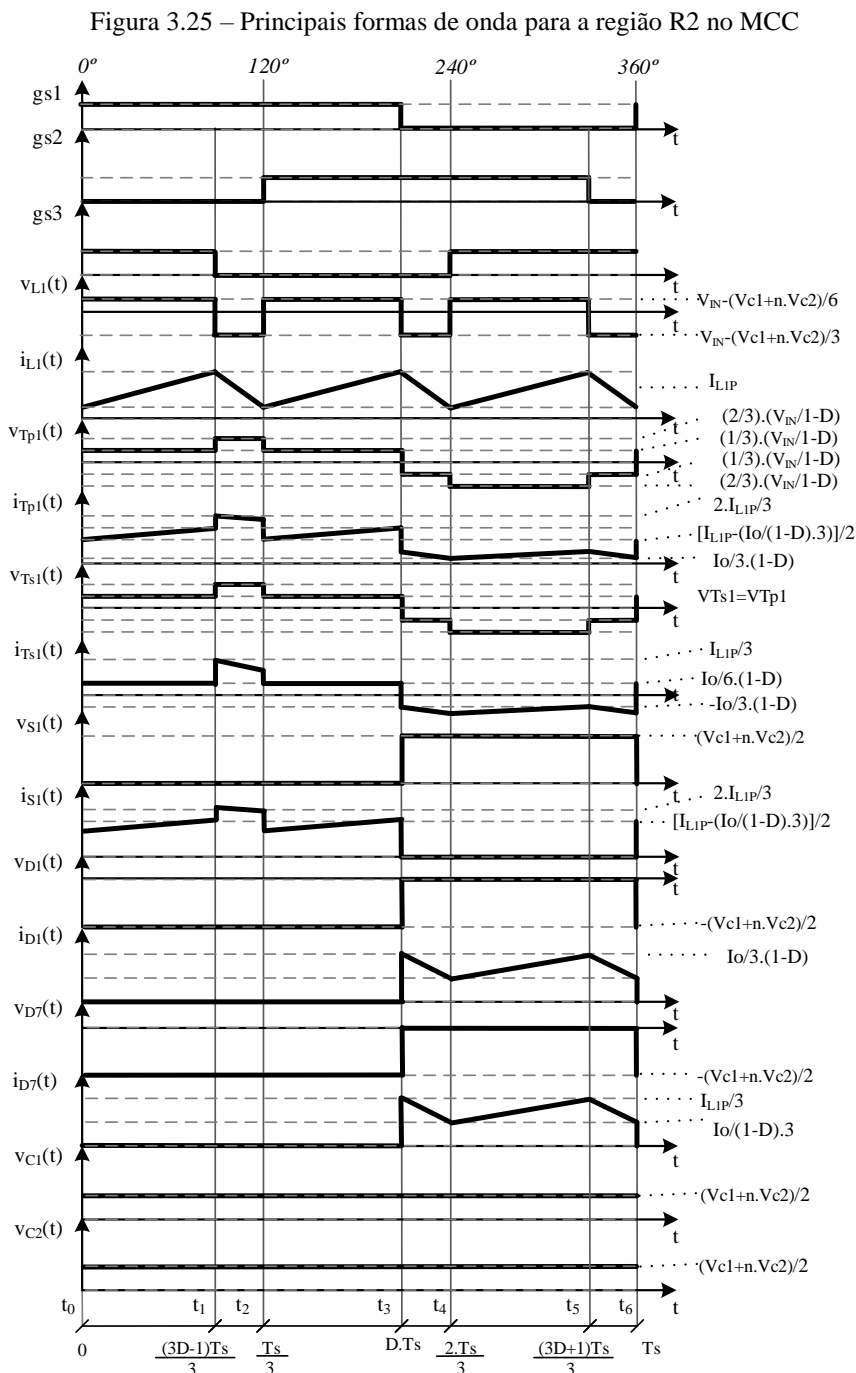
Figura 3.24 – Sexta etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.3.2 Principais formas de onda na região R2

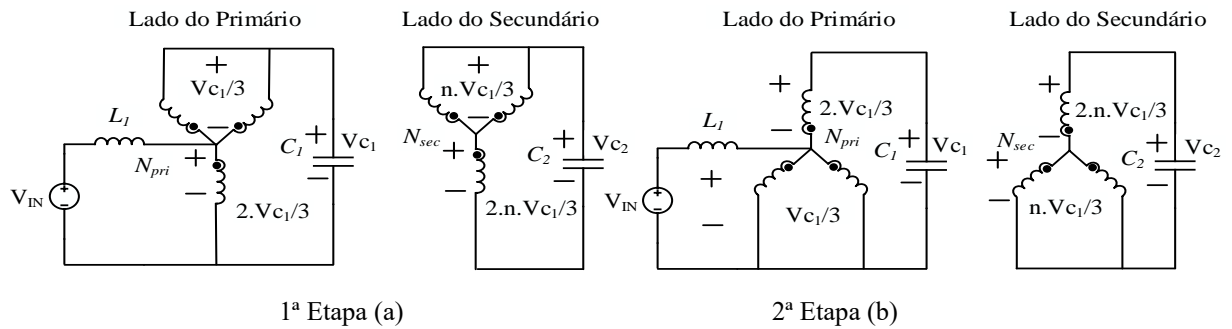
A Figura 3.25 apresenta as principais formas de onda de tensão e corrente que ocorrem durante um período de comutação nos principais componentes: interruptor  $S_1$ , indutor  $L_1$ , enrolamentos do primário  $T_{p1}$  e secundário  $T_{s1}$  do transformador trifásico T, nos diodos  $D_1$  até  $D_9$ , e nos capacitores grampeadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e no capacitor de filtro de saída  $C_0$ .



Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.26 mostra o circuito equivalente da primeira e da segunda etapa de operação do conversor proposto.

Figura 3.26 – Circuito equivalente durante a, (a) primeira etapa e, (b) segunda etapa, do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT usando transformador trifásico em Y-Y.



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.3.3 Característica de saída na região R2

A determinação do ganho estático do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão é baseada na análise da tensão média no indutor  $L_1$ . Como essa tensão é nula durante um período de comutação, então, a variação do fluxo magnético em cada etapa de operação é constante e dada por:

$$\Delta\Phi_{(t1-t0)} = \Delta\Phi_{(t2-t1)} \quad (3.40)$$

A partir de (3.41), é determinada a tensão  $V_{C1}$ . Da figura 3.27(b), obtém-se a tensão  $V_{C2}$  em função de  $V_{C1}$ . As expressões que definem  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  em função da razão cíclica  $D$  são apresentadas em (3.42) e (3.43), respectivamente.

$$\left( V_{IN} - \frac{V_{C1}}{3} \right) \cdot \left( D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_S = \left( \frac{2 \cdot V_{C1}}{3} - V_{IN} \right) \cdot \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot T_S \quad (3.41)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{IN}}{1-D} \quad (3.42)$$

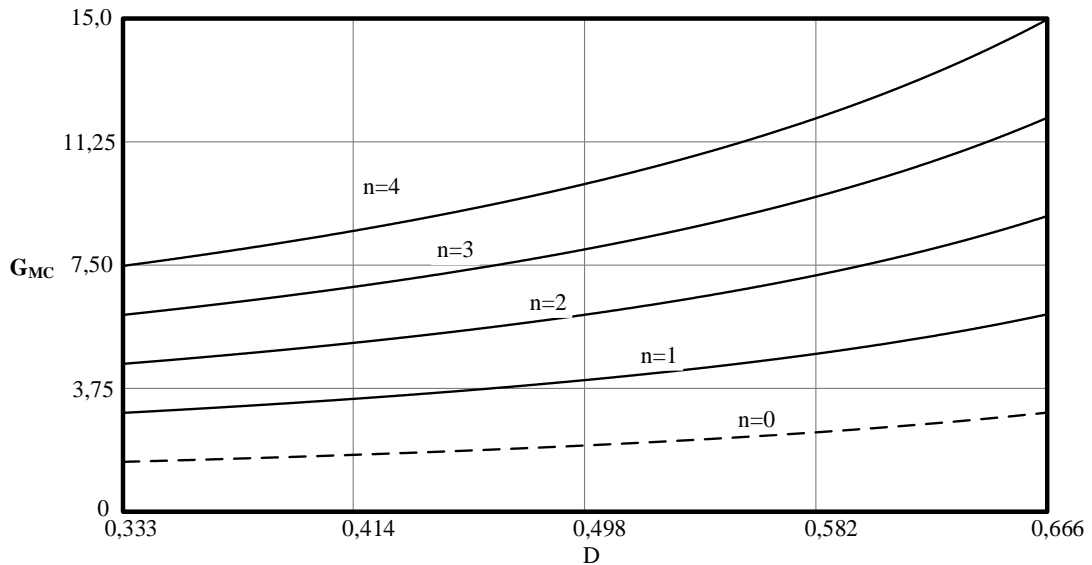
$$V_{C2} = \frac{n \cdot V_{IN}}{1-D} \quad (3.43)$$

Assim, o ganho estático do conversor, dado pela soma de  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ , é definido por:

$$G_{MC} = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{n+1}{1-D} \quad (3.44)$$

Com base em (3.44), verifica-se que é possível aumentar o ganho de tensão, aumentando-se o valor da relação de transformação. A Figura 3.27 apresenta as curvas teóricas que descrevem os ganhos estáticos em função da razão cíclica  $D$  e as diversas relações de transformação.

Figura 3.27 – Ganho estático em função da razão cíclica do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

#### 3.2.3.4 Determinação da ondulação da corrente e da indutância do indutor $L_1$ na região R2

A tabela 3.3 apresenta os intervalos de tempo entre  $t_0$  e  $t_2$  utilizados para calcular a ondulação de corrente e as respectivas tensões sobre o indutor *boost* na entrada do conversor.

Analisando a primeira etapa de operação, obtém-se:

$$V_{IN} - L_1 \cdot \frac{di(t)}{dt} - \frac{1}{3} \cdot \frac{V_{IN}}{(1-D)} = 0 \quad (3.45)$$

Tabela 3.3 – Intervalo de tempo da entre etapas de operação para a região R2

Tempo	Intervalo de Tempo	Tensão sobre o indutor
$t_0-t_1$	$\Delta t = \frac{(3.D-1).T_s}{3}$	$V_{L1} = V_{IN} - \frac{V_{Cl}}{3}$
$t_1-t_2$	$\Delta t = \frac{(2-3.D).T_s}{3}$	$V_{L1} = V_{IN} - \frac{2.V_{Cl}}{3}$

Fonte: Próprio autor.

Analisando a primeira etapa de operação, obtém-se:

$$V_{IN} - L_1 \cdot \frac{di(t)}{dt} - \frac{1}{3} \cdot \frac{V_{IN}}{(1-D)} = 0 \quad (3.46)$$

Substituindo o intervalo de tempo de duração da primeira etapa, apresentado na tabela 3.2, em (3.46), obtém-se a equação da ondulação de tensão no indutor, como apresentado em:

$$\Delta I_{L1} = \frac{(2/3 - D) \cdot (3 \cdot D - 1) \cdot V_o}{3 \cdot f_s \cdot L_1 \cdot (n+1)} \quad (3.47)$$

Rearranjando os termos em (3.47), obtém-se a ondulação da corrente parametrizada no indutor, de acordo com:

$$\frac{1}{\Delta I_{L1}} = \frac{9 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1} \cdot L_1 \cdot (n+1)}{V_o} = (2 - 3 \cdot D) \cdot (3 \cdot D - 1) \quad (3.48)$$

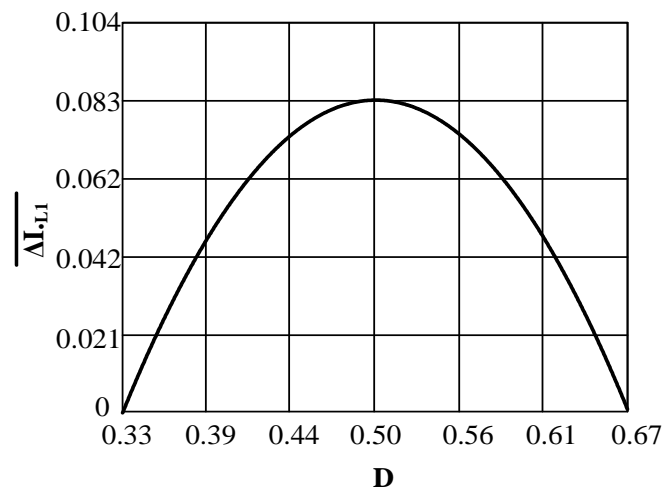
A partir de (3.48), é obtido o valor da razão cíclica que acarreta uma maior ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , sendo este valor de  $D=0,5$ .

Portanto, substituindo o valor da  $D$  em (3.47), obtém-se a expressão do cálculo da indutância  $L_1$ , considerando o pior caso de operação da razão cíclica, como apresentado em:

$$L_1 = \frac{V_o}{36 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1} \cdot (n+1)} \quad (3.49)$$

O comportamento da corrente normalizada no indutor  $L_1$  está representado na Figura 3.28.

Figura 3.28 – Ondulação da corrente parametrizada no indutor  $L_1$  em função da razão cíclica  $D$



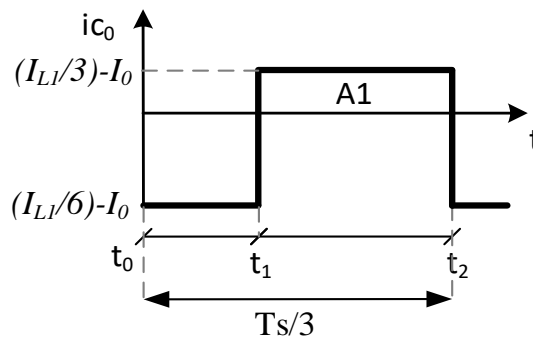
Fonte: Próprio autor.

### 3.2.3.5 Determinação da ondulação da tensão e da capacitância do capacitor $C_o$ na região R2

A ondulação da tensão de saída é função de sua capacitância e da carga fornecida ao capacitor, conforme expresso em (3.50). Assim, para determinar a ondulação de tensão, deve-se determinar a quantidade de carga recebida pelo capacitor  $C_0$ . Para tanto, utiliza-se a Figura 3.29, que mostra a corrente no capacitor de saída. Vale salientar que está sendo desprezada a ondulação da corrente de entrada. O procedimento, então, torna-se mais simples e não acarreta erros.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} \quad (3.50)$$

Figura 3.29 – Corrente no capacitor de saída na região R2



Fonte: Próprio autor

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Figura 3.29. Assim, obtém-se:

$$\Delta Q = D = \left(\frac{1}{3} \cdot I_{L1} - I_0\right) \cdot \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot T_s \quad (3.51)$$

Como:

$$I_{L1} = \frac{I_0 \cdot (1+n)}{(1-D)} \quad (3.52)$$

Substituindo (3.52) em (3.51), encontra-se:

$$\Delta Q = \frac{I_0 \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right) \cdot (3 \cdot D + (1+n) - 3)}{3 \cdot (D-1)} \cdot T_s \quad (3.53)$$

Substituindo (3.53) em (3.50), obtém-se a expressão (3.54) que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_o = \frac{I_0 \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right) \cdot (3 \cdot D + (1+n) - 3)}{3 \cdot (D-1) \cdot C_o \cdot f_s} \quad (3.54)$$

Reorganizando a expressão (3.54), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim, tem-se:

$$C_0 = \frac{I_0 \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot (3 \cdot D + (1+n) - 3)}{3 \cdot (D-1) \cdot \Delta V \cdot f_s} \quad (3.55)$$

### 3.2.3.6 Etapas de operação no MCD na região R2

Como já mencionado anteriormente, a operação no modo de condução descontínua neste conversor é caracterizada pela corrente do indutor ser nula durante um intervalo de tempo. As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas já descritas do conversor operando em MCC, exceto pela adição de uma etapa intermediária em que não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga. Assim sendo, o MCD para o conversor operando na região R2 também apresenta nove etapas de operação, das quais seis delas são idênticas às já descritas para o MCC para a região R2, e as outras três são etapas em que não ocorre transferência de energia. A seguir, são descritas as etapas do conversor operando em MCD. Como condição inicial, considera-se que os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueados.

#### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):

O interruptor  $S_3$  entra em condução, o interruptor  $S_2$  continua conduzindo e o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado. A corrente que circula através do indutor  $L_1$  aumenta linearmente e o mesmo armazena energia. Nesta etapa, a energia armazenada no indutor  $L_1$  circula pelo enrolamento  $Tp_1$  é transferida da entrada para carga, e os diodos  $D_2, D_3, D_4, D_8$  e  $D_9$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_1, D_5, D_6,$  e  $D_7$  estão diretamente polarizados. O intervalo é finalizado quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado. A equação da tensão através do indutor  $L_1$ , durante este intervalo, é determinada por:

$$V_{L1} = V_{IN} - \frac{2 \cdot V_{Cl}}{3} \quad (3.56)$$

#### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ):

O interruptor  $S_2$  é bloqueado, o interruptor  $S_3$  continua conduzindo e o interruptor  $S_1$  permanece bloqueado, bem como a energia armazenada no indutor  $L_1$  na etapa anterior é

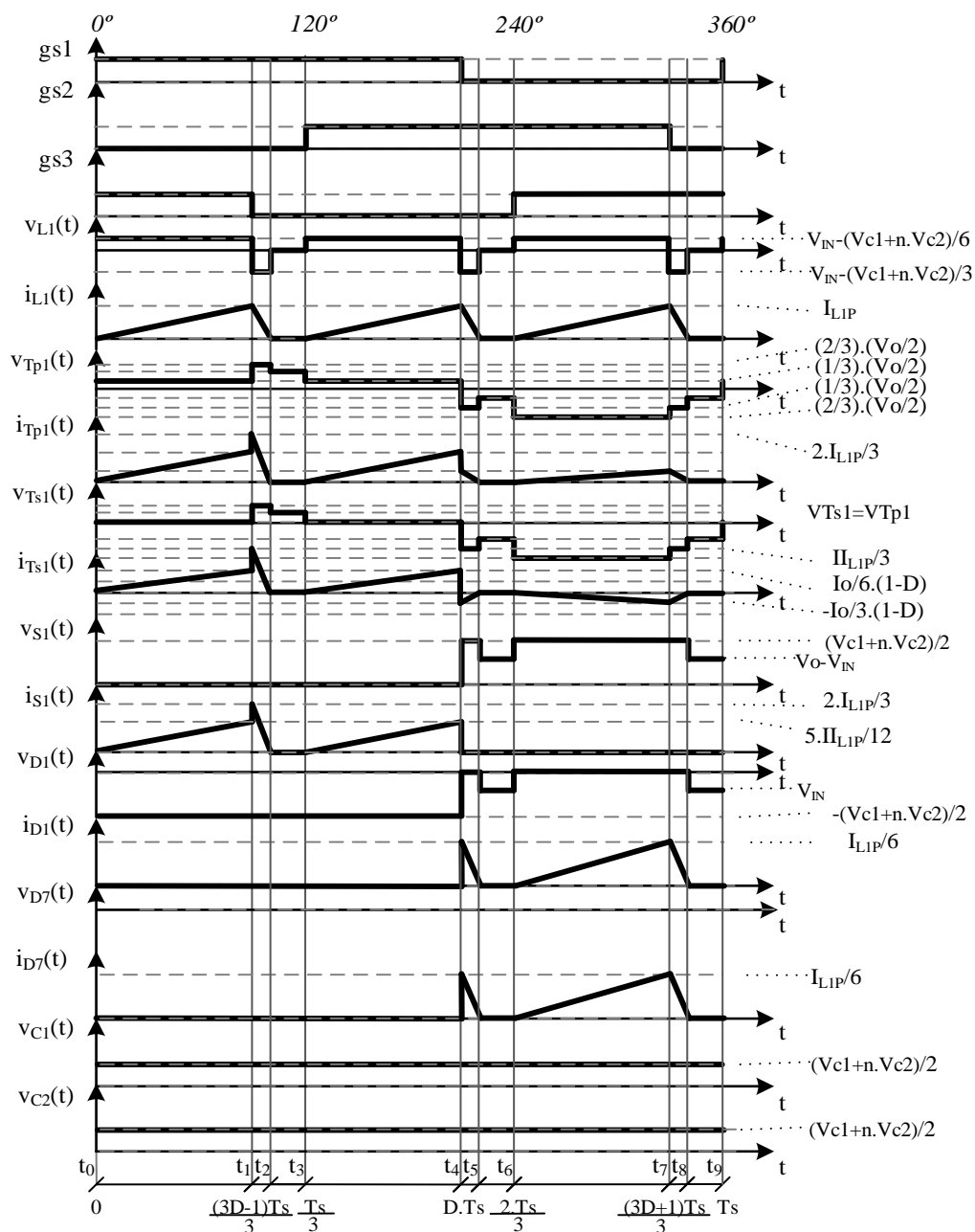




### 3.2.3.7 Principais formas de onda no MCD na região R2

A Figura 3.31 apresenta as principais formas de onda de tensão e corrente que ocorrem durante um período de comutação nos principais componentes: interruptor  $S_1$ , indutor  $L_1$ , enrolamentos do primário  $T_{p1}$  e secundário  $T_{s1}$  do transformador trifásico T, nos diodos  $D_1$  até  $D_9$ , e nos capacitores grampeadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e no capacitor de filtro de saída  $C_0$ .

Figura 3.31 – Principais formas de onda para a região R2 no MCD

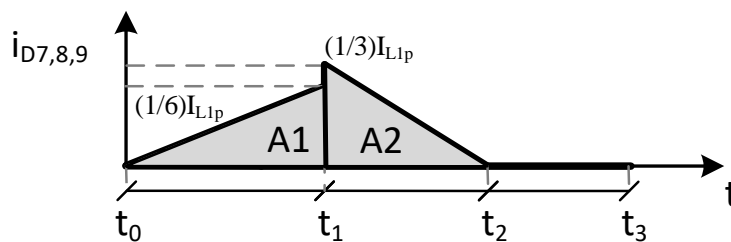


Fonte: Próprio autor.

### 3.2.3.8 Ganho estático do conversor operando em MCD na região R2

A característica de transferência estática do conversor *boost* operando na região R2 e em MCD é obtida, tal como no MCC, por meio da análise do segundo terço do período de comutação. O ganho estático para esse modo de operação é determinado por meio da corrente média de carga. Desse modo, por meio da forma de onda apresentada na Figura 3.32, e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

Figura 3.32 – Corrente entregue a carga na região R2 no MCD



Fonte: Próprio autor.

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{D7,8,9}^2(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (3.58)$$

Por meio da Figura 3.32, pode-se determinar a área A1+A2:

$$(A1 + A2) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot I_{L1p} \cdot (t_1 - t_0) \cdot T + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3} \cdot I_{L1p} \cdot (t_2 - t_1) \cdot T \quad (3.59)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$(t_2 - t_1) = \frac{V_o \cdot (t_1 - t_0) - 3 \cdot (t_1 - t_0) \cdot (1+n) \cdot V_{IN}}{2 \cdot V_o - 3 \cdot (1+n) \cdot V_{IN}} \quad (3.60)$$

Tendo em conta que  $(t_1 - t_0)$  é função do período e da razão cíclica, como expressa em (3.61), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (3.62), pode-se então substituir estas expressões em (3.58), encontrando a corrente  $I_o$  de saída, dada por (3.63).

$$(t_1 - t_0) = \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T \quad (3.61)$$

$$I_{L1p} = \frac{V_{IN} - V_o/6}{L_1} \cdot (t_1 - t_0) \cdot T \quad (3.62)$$

$$I_o = \frac{\left(D - \frac{1}{3}\right)^2 \cdot (1+n) \cdot V_{IN} \cdot (6 \cdot V_{IN} - V_o) \cdot T}{8 \cdot L_1 \cdot (2 \cdot V_o - 3 \cdot (1+n) \cdot V_{IN})} \quad (3.63)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{IN}$ , considerando  $G_{MD}$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{I_o \cdot L_1 \cdot f_s}{V_{IN}} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (1+n) \cdot (6 - G_{MD})}{8 \cdot (2 \cdot G_{MD} - 3 \cdot (1+n) \cdot V_{IN})} \quad (3.64)$$

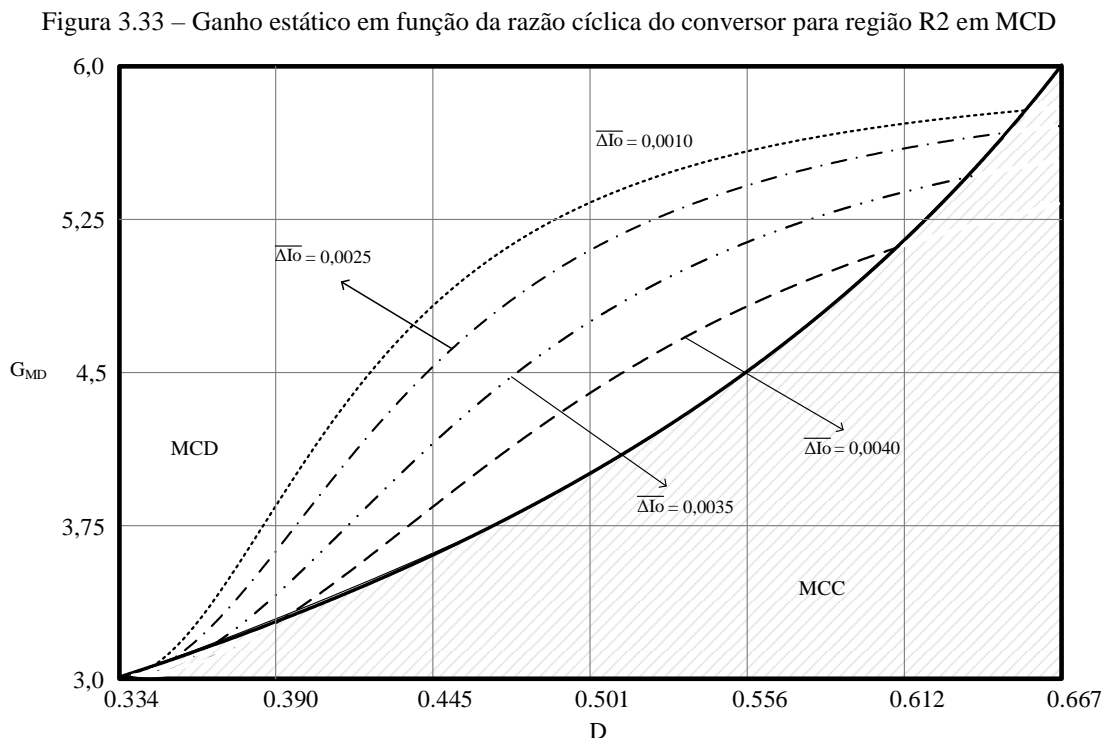
Parametrizando a expressão (3.64), encontra-se:

$$\overline{\Delta I_o} = \frac{I_o \cdot L_1 \cdot f_s}{V_{IN}} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (1+n) \cdot (6 - G_{MD})}{8 \cdot (2 \cdot G_{MD} - 3 \cdot (1+n) \cdot V_{IN})} \quad (3.65)$$

Reorganizando a expressão (3.65), obtém-se (3.66), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região R2.

$$G_{MD} = \frac{6 \cdot (1+n) \cdot ((D - \frac{1}{3})^2 + 24 \cdot \overline{\Delta I_o})}{(1+n) \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + 16 \cdot \overline{\Delta I_o}} \quad (3.66)$$

A Figura 3.33 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\overline{\Delta I_o}$  e  $n=1$ .



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.3.9 Modo de condução crítico na região R2

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre o MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para esses modos de operação são iguais quando o conversor opera em MCCr. Isolando o D na expressão (3.43), para o ganho crítico, obtém-se:

$$D_{\text{crit}} = 1 - \frac{(1+n)}{G_{\text{crit}}} \quad (3.67)$$

Reorganizando a expressão (3.67) para o ganho crítico, encontra-se:

$$G_{\text{crit}} \left( (1+n) \cdot \left( D_{\text{crit}} - \frac{1}{3} \right)^2 + 16 \cdot \overline{\Delta I_o} \right) - (6 \cdot (1+n) \cdot \left( D_{\text{crit}} - \frac{1}{3} \right)^2 + 4 \cdot \overline{\Delta I_o}) = 0 \quad (3.68)$$

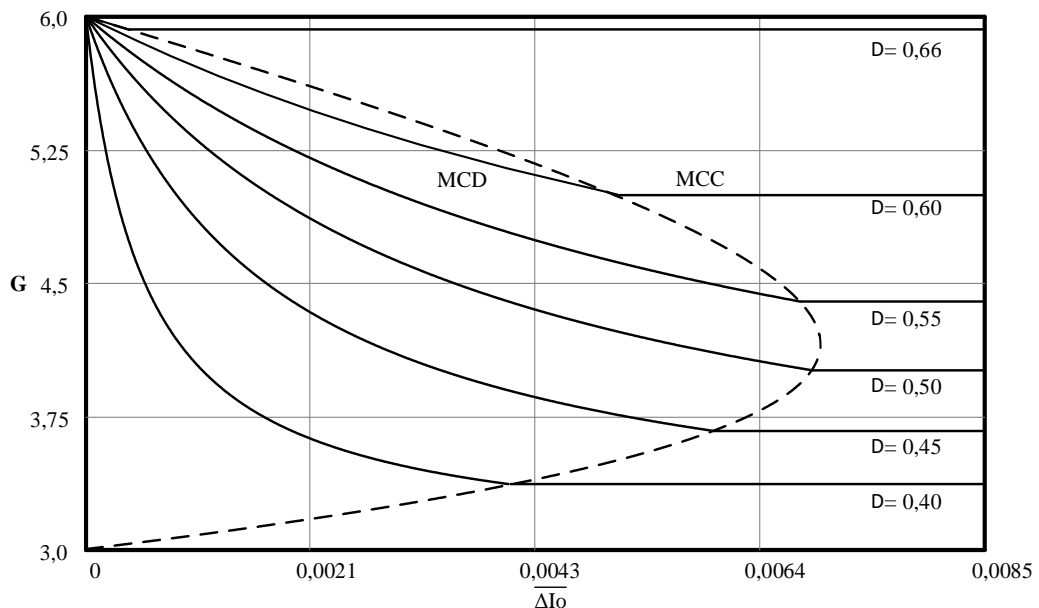
Substituindo a expressão (3.67) em (3.68), reorganizando as variáveis, e resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor, apresentado a seguir:

$$G_{\text{crit}} = \frac{3 \cdot (1+n) \cdot \left( (1+n) \pm \sqrt{(1+n) - 8 \cdot (1+n) - 576 \cdot \overline{\Delta I_o} + 16} + 4 \right)}{4 \cdot ((1+n) + 36 \cdot \overline{\Delta I_o})} \quad (3.69)$$

### 3.2.3.10 Característica de saída na região R2

Por meio das análises de funcionamento do conversor, pode-se agora determinar a característica externa do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão operando na R2. A Figura 3.34 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função de  $\overline{\Delta I_o}$  e  $n=1$ .

Figura 3.34 – Característica externa do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT para a região R2.



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.4 Análise na região de operação R3

Neste tópico, realiza-se a análise do conversor operando nos modos de condução contínua e descontínua para a região de operação R3, na qual a razão cíclica está no intervalo de  $(2/3 < D < 1)$ . Apresentam-se as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, o ganho estático, bem como a característica externa do conversor. Mostram-se, ainda, as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída.

#### 3.2.4.1 Etapas de operação no MCC na região R3

A seguir, a operação do conversor é descrita em seis etapas de operação, as quais estão ilustradas na Figura 3.35-3.41.

##### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):

Inicialmente, nesta etapa, todos os interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_3$  estão conduzindo. O indutor  $L_1$  armazena energia proveniente da fonte e apenas o capacitor de saída é responsável por fornecer energia para a carga. A corrente do indutor de entrada se divide em três partes iguais, que passam pelos enrolamentos do transformador e pelos interruptores. O circuito desta etapa é ilustrado na Figura 3.35.

A equação da tensão imposta ao indutor  $L_1$ , durante este intervalo, é determinada por:

$$V_{L1} = V_{IN} \quad (3.70)$$

O intervalo de tempo em função da razão cíclica  $D$  é determinado em:

$$t_1 - t_0 = \frac{(3 \cdot D - 2) \cdot T_s}{3} \quad (3.71)$$

##### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ):

O interruptor  $S_1$  permanece bloqueado, e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  continuam conduzindo. Uma parte da corrente flui através do enrolamento  $Tp_2$  e pelo interruptor  $S_2$  e outra parte, de mesmo valor, flui através do enrolamento  $Tp_3$  e o interruptor  $S_3$ , já que  $Tp_1, Tp_2$  e  $Tp_3$  têm o mesmo número de espiras. Nesta etapa, a energia do enrolamento  $Tp_1$  é transferida da entrada para carga, e os diodos  $D_2, D_3, D_4, D_8$  e  $D_9$  estão inversamente polarizados devido à

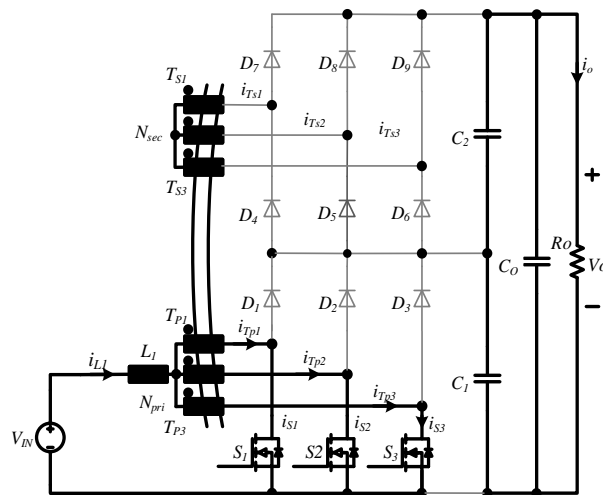
tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_1$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  e  $D_7$  estão diretamente polarizados. O circuito desta etapa é ilustrado na Figura 3.36. O intervalo é finalizado quando o interruptor  $S_1$  entra em condução. A equação da tensão através do indutor  $L_1$ , durante este intervalo, é determinada por:

$$V_{L1} = V_{IN} - \frac{V_{CL}}{3} \quad (3.72)$$

O intervalo de tempo em função da razão cíclica  $D$  é determinado em:

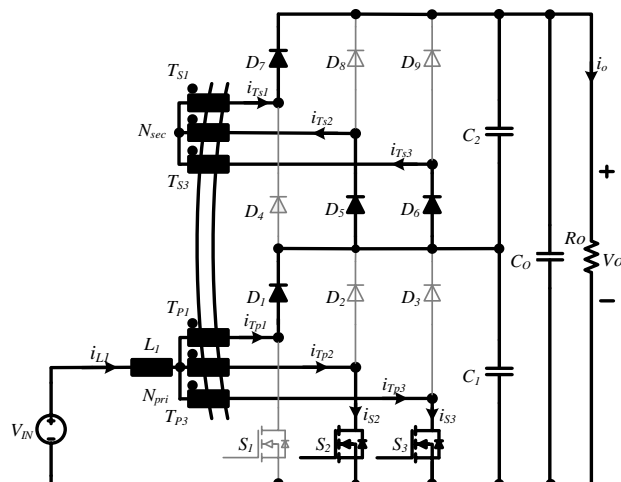
$$t_2 - t_1 = \frac{(1-D) \cdot T_s}{3} \quad (3.73)$$

Figura 3.35 – Primeira etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.36 – Segunda etapa de operação

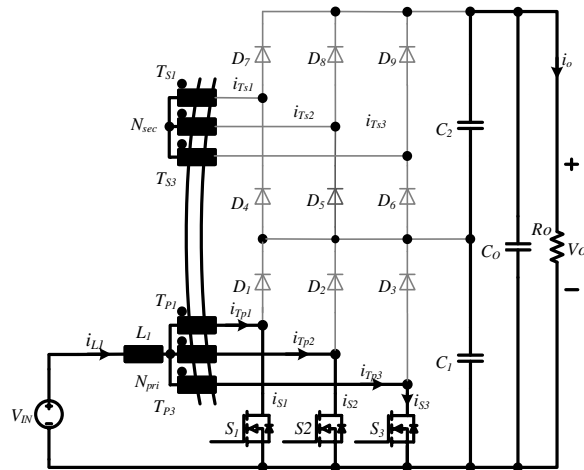


Fonte: Próprio autor.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):

Devido à arquitetura do circuito ser simétrica, a terceira etapa é semelhante à primeira etapa, em que todos os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão conduzindo e o indutor  $L_1$  armazena energia proveniente da fonte. O circuito desta etapa é ilustrado na Figura 3.37.

Figura 3.37 – Terceira etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

### 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ):

Devido à arquitetura do circuito ser simétrica, a quarta etapa é semelhante à segunda, com a diferença que os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  permanecem conduzindo e o interruptor  $S_2$  é bloqueado. Os diodos  $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_5$ ,  $D_7$  e  $D_9$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_8$  estão diretamente polarizados. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.38.

### 5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ):

Devido à arquitetura do circuito ser simétrica, a quinta etapa é semelhante à primeira e à terceira etapa, em que todos os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão conduzindo e o indutor  $L_1$  armazena energia proveniente da fonte.

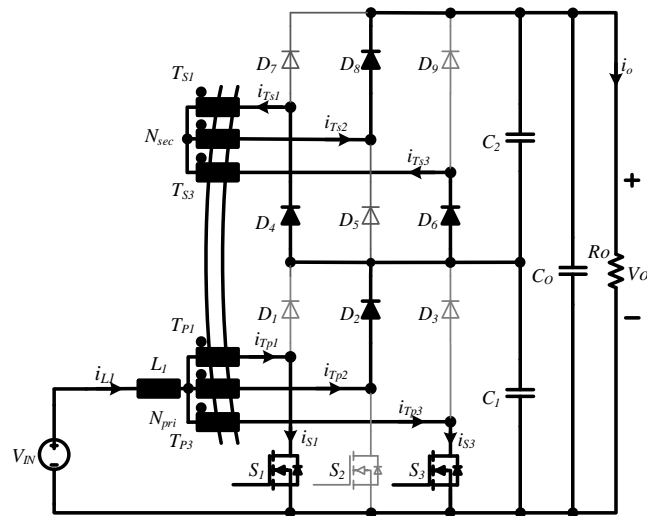
Quem supre a carga nesse intervalo é, exclusivamente, o capacitor de saída. O circuito desta etapa é ilustrado na Figura 3.39.



### 6ª Etapa ( $t_5, t_6$ ):

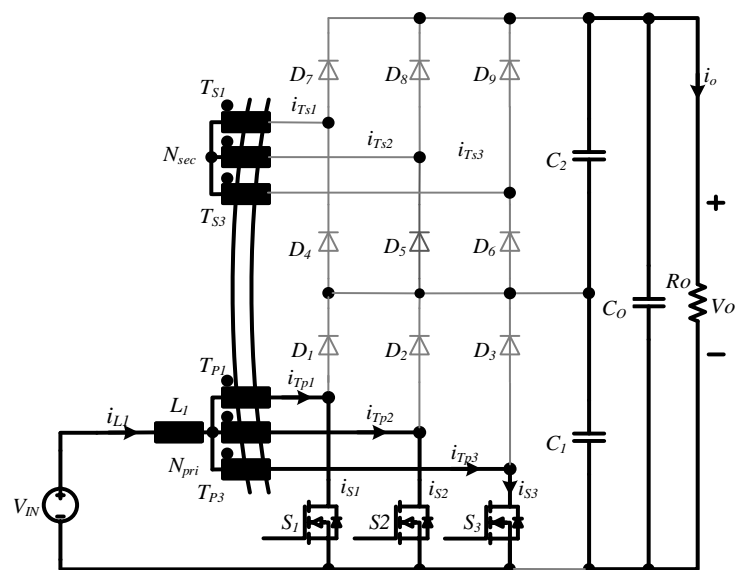
Devido a arquitetura do circuito ser simétrica, a sexta etapa é semelhante à quarta, com a diferença que os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  permanecem conduzindo e o interruptor  $S_3$  é comutado a bloquear. Os diodos  $D_1, D_2, D_6, D_7$  e  $D_8$  são polarizados inversamente devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_3, D_4, D_5$  e  $D_9$  estão diretamente polarizados. O circuito desta etapa é mostrado na Figura 3.40.

Figura 3.38 – Quarta etapa de operação



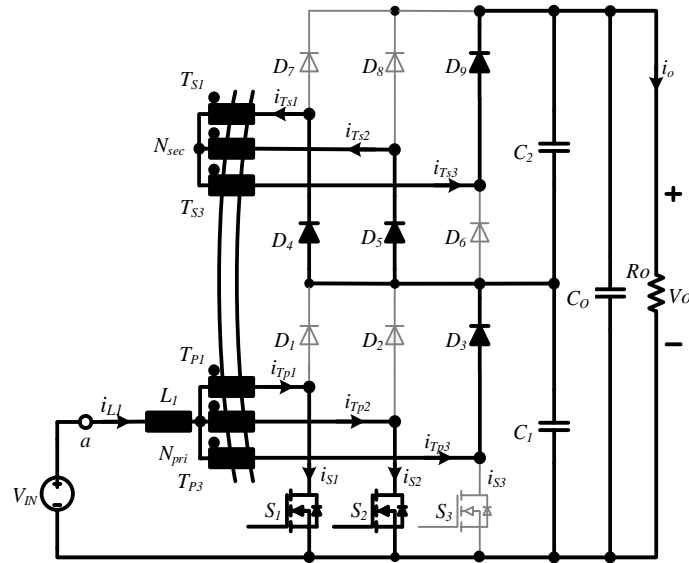
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.39 – Quinta etapa de operação



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.40 – Sexta etapa de operação

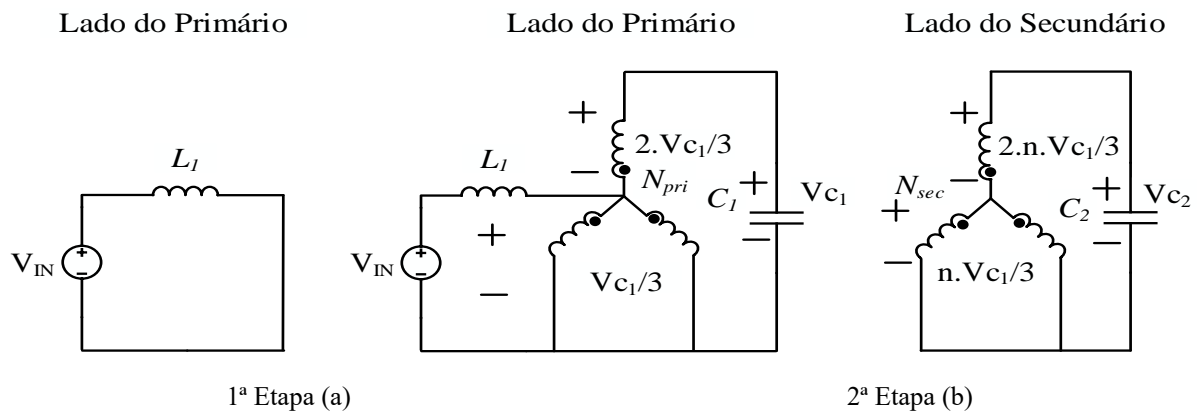


Fonte: Próprio autor.

3.2.4.2 Principais formas de onda na região R3

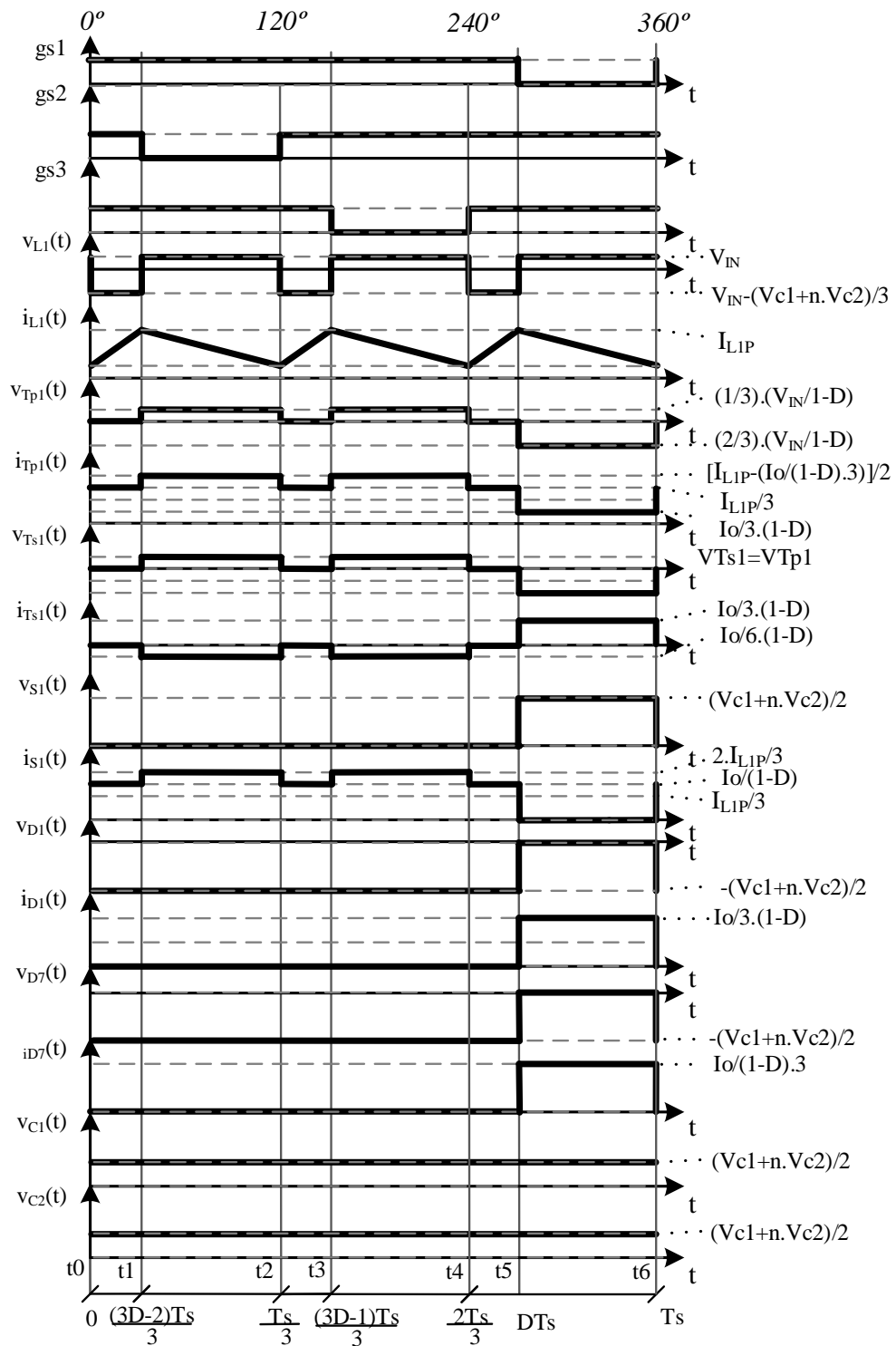
A Figura 3.41 apresenta as principais formas de onda de tensão e corrente que ocorrem durante um período de comutação nos principais componentes: interruptor  $S_1$ , indutor  $L_1$ , enrolamentos do primário  $T_{p1}$  e secundário  $T_{s1}$  do transformador trifásico  $T$ , nos diodos  $D_1$  até  $D_9$ , e nos capacitores grampeadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e no capacitor de filtro de saída  $C_0$ . A Figura 3.42 mostra o circuito equivalente da primeira e segunda etapa de operação do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão proposto operando na região R3.

Figura 3.41 – Circuito equivalente durante a, (a) primeira etapa e (b) segunda etapa, do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT usando transformador trifásico em Y-Y.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.42 – Principais formas de onda para a região R3 no MCC



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.4.3 Característica de saída na região R3

A determinação do ganho estático do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT é baseada na análise da tensão média no indutor  $L_1$ .

Como essa tensão é nula durante um período de comutação, então a variação do fluxo magnético em cada etapa de operação é constante.

$$\Delta\Phi_{(t1-t0)} = \Delta\Phi_{(t2-t1)} \quad (3.74)$$

A partir de (3.75), é determinada a tensão  $V_{C1}$ . Da figura 3.9(b), obtém-se a tensão  $V_{C2}$  em função de  $V_{C1}$ . Logo,  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  em função da razão cíclica  $D$  são apresentadas em (3.76) e (3.77), onde  $n = N_{PRI} / N_{SEC}$  (relação de transformação), respectivamente.

$$(V_{IN}) \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right) \cdot T_S = \left(V_{IN} - \frac{V_{C1}}{3}\right) \cdot (1-D) \cdot T_S \quad (3.75)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{IN}}{1-D} \quad (3.76)$$

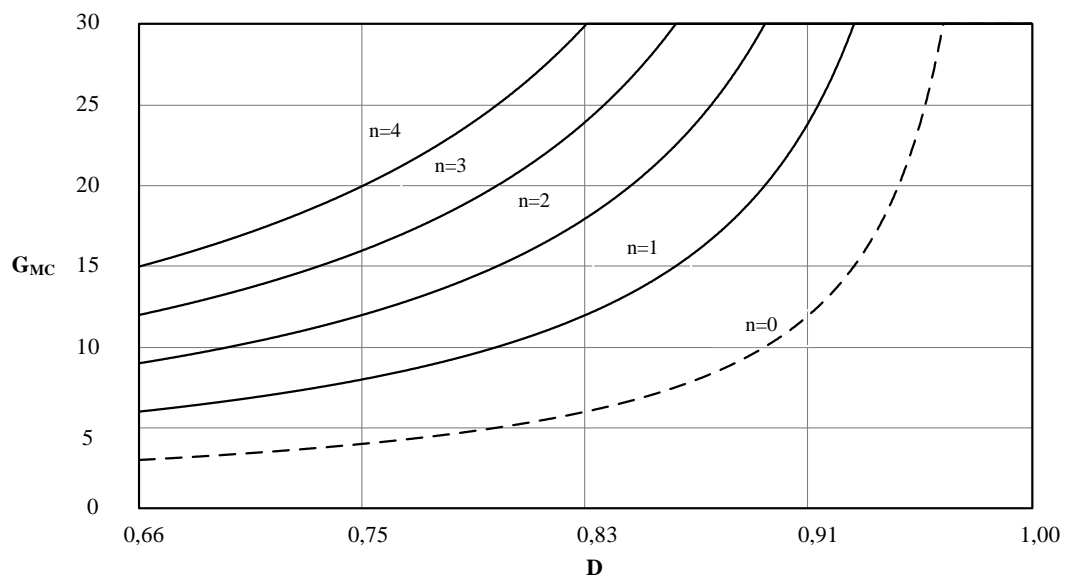
$$V_{C2} = \frac{n \cdot V_{IN}}{1-D} \quad (3.77)$$

Assim, o ganho estático do conversor, dado pela soma de  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ , é definido por:

$$G_{MC} = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{n+1}{1-D} \quad (3.78)$$

Com base em (3.78), verifica-se que é possível aumentar o ganho de tensão, aumentando-se o valor da relação de transformação  $n$ . A Figura 3.43 apresenta as curvas teóricas que descrevem os ganhos estáticos em função da razão cíclica  $D$  e as diversas relações de transformação.

Figura 3.43 – Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para R3 em MCC



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.4.4 Determinação da ondulação da corrente e da indutância do indutor $L_1$ na Região R3

A tabela 3.4 apresenta os intervalos de tempo entre  $t_0$  e  $t_2$  utilizados para calcular a ondulação de corrente e as respectivas tensões sobre o indutor *boost* na entrada do conversor.

Analisando a primeira etapa de operação, obtém-se:

$$V_{IN} - L_1 \cdot \frac{di(t)}{dt} = 0 \quad (3.79)$$

Tabela 3.4 – Intervalo de tempo da entre etapas de operação para a região R3

Tempo	Intervalo de Tempo	Tensão sobre o indutor
$t_0-t_1$	$\Delta t = \frac{(3 \cdot D - 2) \cdot T_s}{3}$	$V_{L1} = V_{IN}$
$t_1-t_2$	$\Delta t = (1 - D) \cdot T_s$	$V_{L1} = V_{IN} - \frac{V_{Cl}}{3}$

Fonte: Próprio autor.

Substituindo o intervalo de tempo de duração da primeira etapa, apresentado na tabela 3.2, em (3.79), obtém-se a equação da ondulação de tensão no indutor, como apresentado em:

$$\Delta I_{L1} = \frac{(1-D) \cdot (3 \cdot D - 2)}{3 \cdot f_s \cdot L_1 \cdot (n+1)} \cdot V_o \quad (3.80)$$

Rearranjando os termos em (3.80), obtém-se a ondulação da corrente parametrizada no indutor, de acordo com:

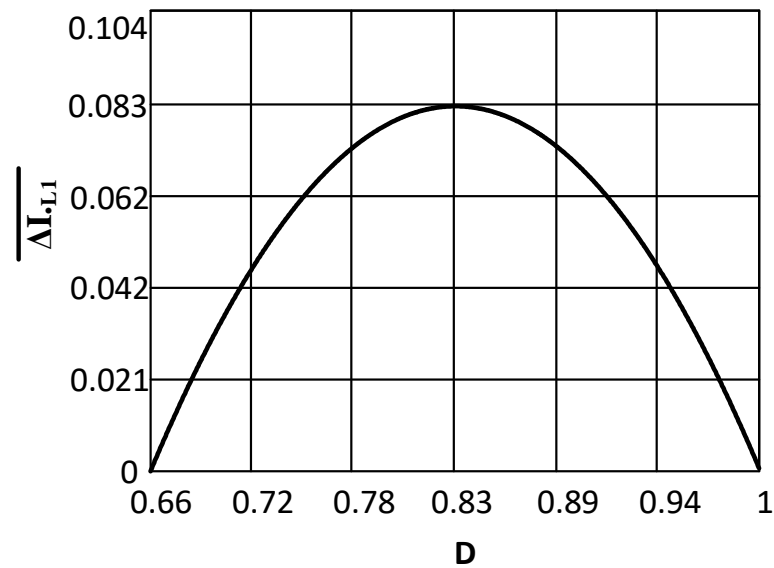
$$\frac{\Delta I_{L1}}{V_o} = \frac{3 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1} \cdot L_1 \cdot (n+1)}{V_o} = (1-D) \cdot (3 \cdot D - 2). \quad (3.81)$$

A partir de (3.81), é obtido o valor da razão cíclica, que acarreta uma maior ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , sendo este valor de  $D=0,83$ . Portanto, substituindo o valor da  $D$  em (3.81), obtém-se a expressão do cálculo da indutância  $L_1$ , considerando o pior caso de operação da razão cíclica, como apresentado em:

$$L_1 = \frac{V_o}{36 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1} \cdot (n+1)} \quad (3.82)$$

O comportamento da corrente normalizada no indutor  $L_1$  está representado na Figura 3.44.

Figura 3.44– Ondulação da corrente parametrizada no indutor  $L_1$  em função da razão cíclica  $D$



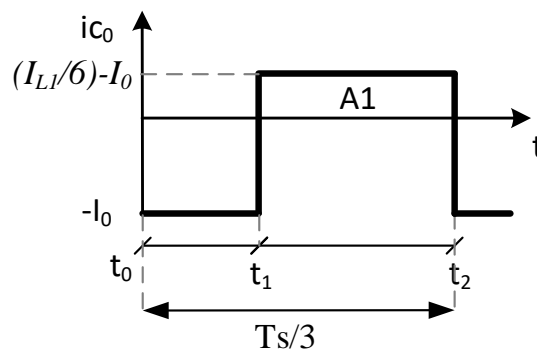
Fonte: Próprio autor.

### 3.2.4.5 Determinação da ondulação da tensão e da capacitância do capacitor $C_0$ na região R3

A ondulação da tensão de saída é função de sua capacitância e da carga fornecida ao capacitor, conforme expresso em (3.83). Assim, para determinar a ondulação de tensão, deve-se determinar a quantidade de carga recebida pelo capacitor  $C_0$ . Para tanto, utiliza-se a Figura 3.45, que mostra a corrente no capacitor de saída. Vale salientar que está sendo desprezada a ondulação da corrente de entrada. Isso torna o procedimento mais simples e não acarreta erros.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_0} \quad (3.83)$$

Figura 3.45 – Corrente no capacitor de saída região R3



Fonte: Próprio autor.

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Figura 3.45. Assim, obtém-se:

$$\Delta Q = A1 = \left(\frac{1}{6} \cdot I_{L1} - I_0\right) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (3.84)$$

Como:

$$I_{L1} = \frac{I_0 \cdot (1 + n)}{(1 - D)} \quad (3.85)$$

Substituindo (3.85) em (3.84), encontra-se:

$$\Delta Q = \frac{I_0 \cdot (6 \cdot D + (1 + n) - 6)}{6} \cdot T_s \quad (3.86)$$

Substituindo (3.86) em (3.83), obtém-se a expressão que determina a ondulação da tensão de saída:

$$\Delta V_0 = \frac{I_0 \cdot (6 \cdot D + (1 + n) - 6)}{6 \cdot C_0 \cdot f_s} \quad (3.87)$$

Reorganizando a expressão (3.87), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim, tem-se:

$$C_0 = \frac{I_0 \cdot (6 \cdot D + (1 + n) - 6)}{6 \cdot \Delta V_0 \cdot f_s} \quad (3.88)$$

#### 3.2.4.6 Etapas de operação no MCD na região R3

A operação no modo de condução descontínua neste conversor é caracterizada pela corrente do indutor ser nula durante um intervalo de tempo. As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo adição de uma etapa intermediária em que não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga.

Assim sendo, no MCD, o conversor apresenta nove etapas de operação, das quais seis delas são idênticas às já descritas para o MCC para a região R3, e as outras três são etapas em que não ocorre transferência de energia.

A seguir, são descritas as etapas do conversor operando em MCD. Como condição inicial, considera-se que os diodos estão bloqueados e que os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão aptos a conduzir; entretanto, não estão conduzindo, pois a corrente no indutor é nula.

**1ª Etapa (t0, t1):**

No instante  $t_0$ , o interruptor  $S_3$  entra em condução. Assim, devido ao efeito magnético do transformador, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , que já estavam habilitados a conduzir, permanecem conduzindo. A Figura 3.35 mostra esta etapa de operação, em que as linhas em negrito demarcam o percurso da corrente no circuito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor  $S_2$ .

Analisando o circuito da Figura 3.35, pode-se observar a tensão imposta ao indutor de entrada  $L_1$  durante a primeira etapa.

$$V_{L1} = V_{IN} \quad (3.89)$$

**2ª Etapa (t2, t3):**

O interruptor  $S_1$  entra em estado de bloqueio; os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  continuam conduzindo. Nesta etapa, a energia do enrolamento  $Tp_1$  é transferida da entrada para carga, e os diodos  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_8$  e  $D_9$  estão inversamente polarizados devido à tensão induzida nos enrolamentos do transformador. Os diodos  $D_1$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  e  $D_7$  estão diretamente polarizados.

O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o valor zero; assim, os diodos  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_8$  e  $D_9$  bloqueiam naturalmente, e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , apesar de estarem com sinal de comando, não conduzem. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.36, e por meio dele determina-se a tensão imposta ao indutor  $L_1$  durante a segunda etapa.

$$V_{L1} = V_{IN} - \frac{V_{Cl}}{3} \quad (3.90)$$

**3ª Etapa (t3, t4):**

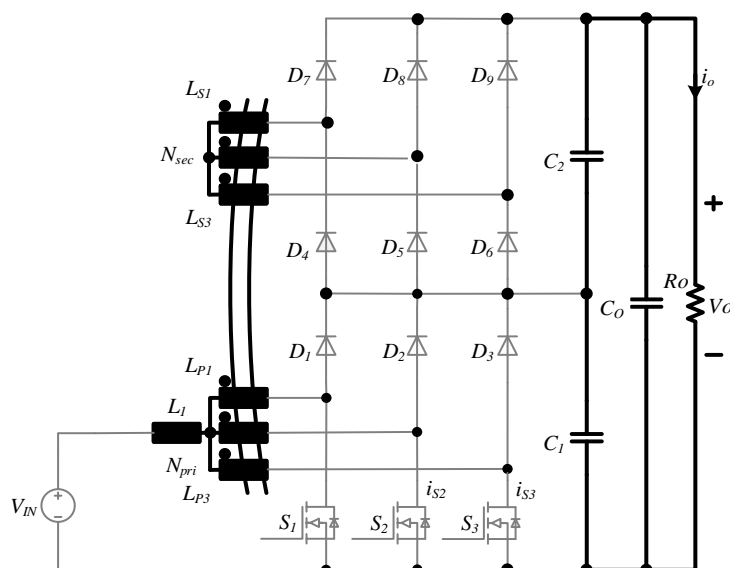
No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando polarização reversa dos diodos  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_8$  e  $D_9$ . Apesar de os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estarem com sinal de comando, eles não conduzem. Assim, durante esta etapa, ocorre a interrupção da transferência de energia da fonte de entrada para a carga, sendo esta suprida apenas pelo capacitor de saída  $C_o$ .



A Figura 3.46 mostra esta etapa de operação, na qual as linhas em negrito demarcam o percurso da corrente. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor  $S_1$ .

A quarta e sétima etapas, similares à primeira, equivalem à etapa de armazenamento de energia. A quinta etapa e oitava etapas são similares à segunda (já descrita no modo de condução contínua), então não são descritas aqui. Finalizando, sexta e nona etapas equivalem à terceira etapa, caracterizada pelo fato da corrente que circula pelo indutor de entrada atingir o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos.

Figura 3.46 – Terceira etapa de operação da região R3

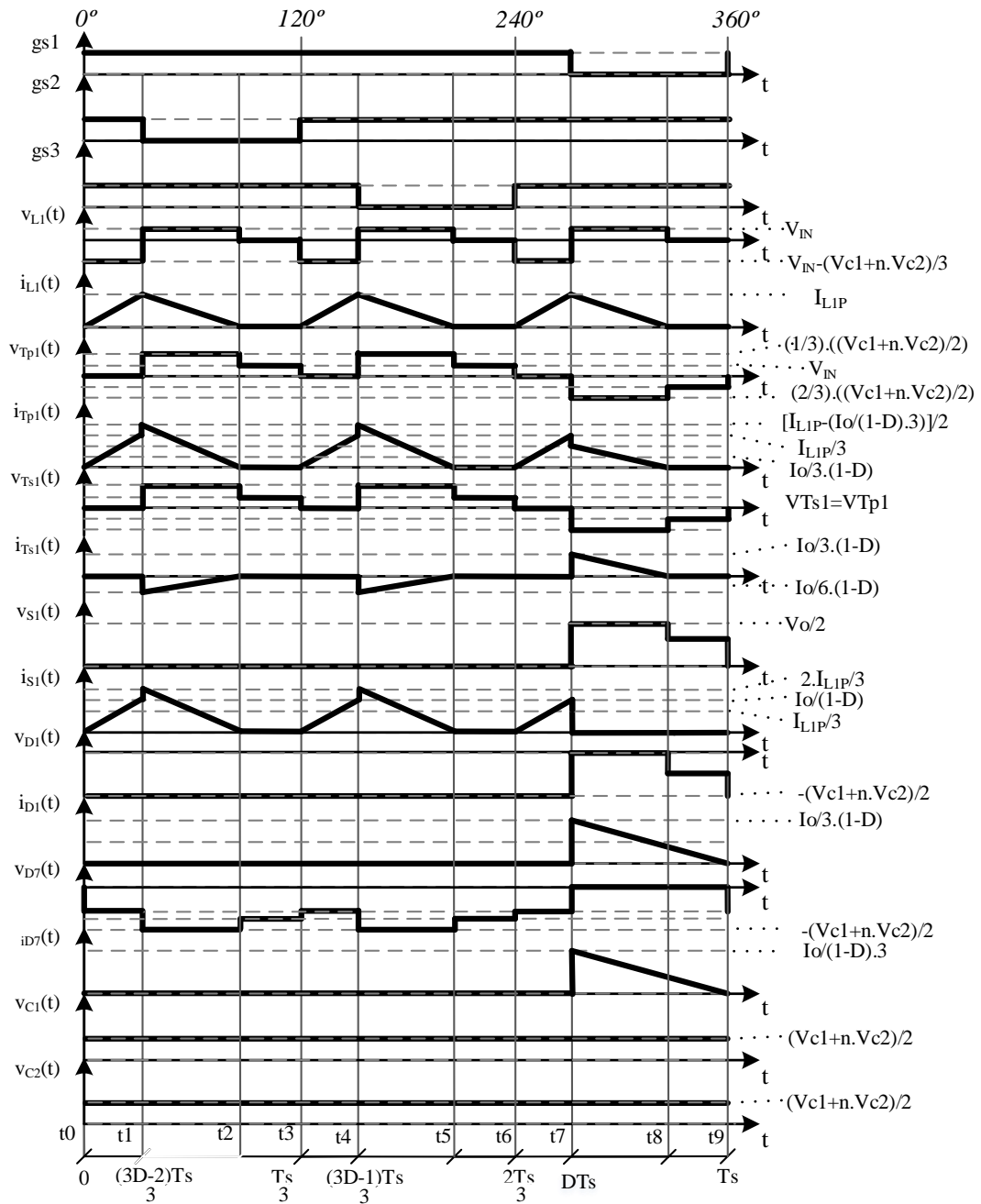


Fonte: Próprio autor.

### 3.2.4.7 Principais formas de onda na região R3

A Figura 3.47 apresenta as principais formas de onda de tensão e corrente que ocorrem durante um período de comutação nos principais componentes: interruptor  $S_1$ , indutor  $L_1$ , enrolamentos do primário  $T_{p1}$  e secundário  $T_{s1}$  do transformador trifásico  $T$ , nos diodos  $D_1$  até  $D_9$ , e nos capacitores grampeadores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e no capacitor de filtro de saída  $C_0$ .

Figura 3.47 – Principais formas de onda para a região R3 no MCD



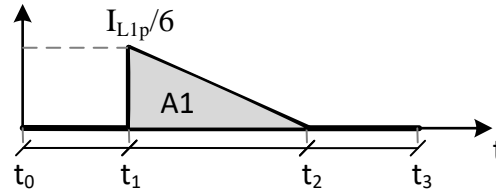
Fonte: Próprio autor.

### 3.2.4.8 Ganho estático do conversor operando em MCD na região R3

A característica de transferência estática do conversor operando na região R3 e em MCD é obtida, tal como no MCC, por meio da análise do último terço do período de comutação. O ganho estático para este modo de operação é determinado por meio da corrente média de

carga. Desse modo, por meio da forma de onda apresentada na Figura 3.48, e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

Figura 3.48 – Corrente entregue a carga para a região R3 no MCD



Fonte: Próprio autor.

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{D7,8,9}^2(t) \cdot dt = \frac{3}{T_s} \cdot A1 \quad (3.91)$$

Por meio da Figura 3.48, pode-se determinar a área A1:

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot I_{L1p} \cdot (t_2 - t_1) \cdot T_s \quad (3.92)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$(t_2 - t_1) = \frac{3 \cdot (t_1 - t_0) \cdot (1+n) \cdot V_{IN}}{V_o - 3 \cdot (1+n) \cdot V_{IN}} \quad (3.93)$$

Tendo em vista que  $(t_1 - t_0)$  é função do período e da razão cíclica, como expressa em (3.94), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (3.95), pode-se então substituir estas expressões em (3.91), encontrando a corrente  $I_o$  de saída, dada por:

$$(t_1 - t_0) = \left(D - \frac{2}{3}\right) \cdot T_s \quad (3.94)$$

$$I_{L1p} = \frac{V_{IN}}{L_1} \cdot (t_1 - t_0) \cdot T_s \quad (3.95)$$

$$I_o = \frac{3 \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right)^2 \cdot (1+n) \cdot V_{IN}^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_1 \cdot (V_o - 3 \cdot (1+n) \cdot V_{IN})} \quad (3.96)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{IN}$ , considerando  $G_{MD}$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{I_o \cdot L_1 \cdot f_s}{V_{IN}} = \frac{3 \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right)^2 \cdot (1+n)}{4 \cdot (G_{MD} - 3 \cdot (1+n))} \quad (3.97)$$

Parametrizando a expressão (3.97), encontra-se:

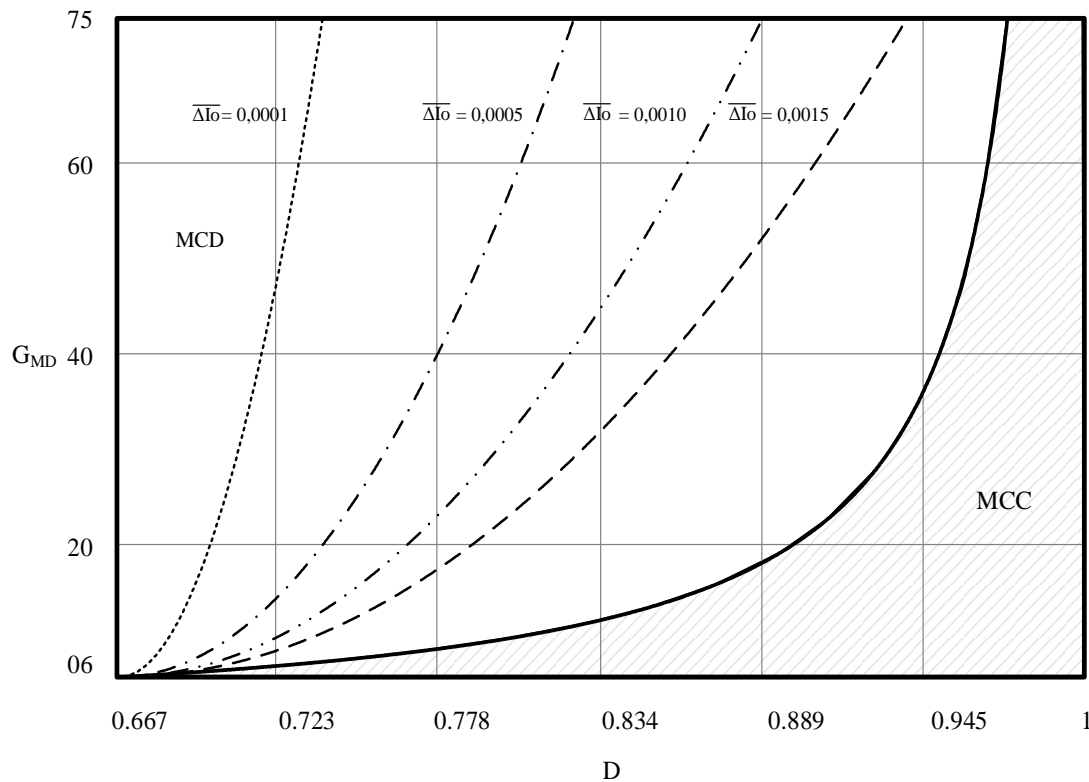
$$\overline{\Delta I_o} = \frac{I_o \cdot L_1 \cdot f_s}{V_{IN}} = \frac{3 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 \cdot (1+n)}{4 \cdot (G_{MD} - 3 \cdot (1+n))} \quad (3.98)$$

Reorganizando a expressão (3.98), obtém-se (3.99), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região C.

$$G_{MD} = \frac{3 \cdot (1+n) \cdot ((D - \frac{2}{3})^2 + 4 \cdot \overline{\Delta I_o})}{4 \cdot \overline{\Delta I_o}} \quad (3.99)$$

A Figura 3.49 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\overline{\Delta I_o}$  e para  $n = 1$ .

Figura 3.49 – Ganho estático em função da razão cíclica do conversor para a região R3 em MCD



Fonte:

Próprio autor.

### 3.2.4.9 Modo de condução crítico operando na região R3

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre o MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em MCCr.

Isolando o D na expressão (3.78), para o ganho crítico, obtém-se:

$$D_{\text{crit}} = 1 - \frac{(1+n)}{G_{\text{crit}}} \quad (3.100)$$

Reorganizando a expressão (3.99) para o ganho crítico, encontra-se:

$$3 \cdot (1+n) \cdot (D_{\text{crit}} - \frac{2}{3})^2 + 4 \cdot \overline{\Delta I_o} \cdot (3 \cdot (1+n) - G_{\text{crit}}) = 0 \quad (3.101)$$

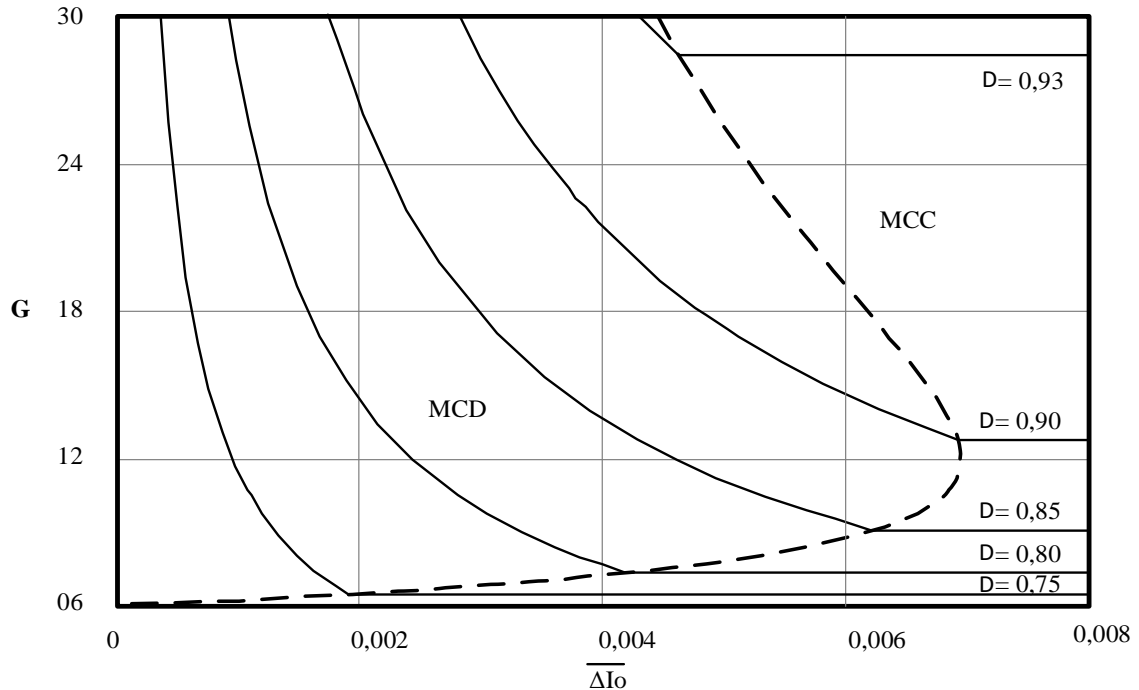
Substituindo a expressão (3.100) em (3.101), reorganizando as variáveis, e resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor, apresentado a seguir:

$$G_{\text{crit}} = \frac{(1+n) \cdot \sqrt{1 - 144 \cdot \overline{\Delta I_o} \pm 1}}{24 \cdot \varphi} \quad (3.102)$$

#### 3.2.4.10 Característica de saída para a região R3

Por meio das análises de funcionamento do conversor, pode-se agora determinar a característica externa do conversor operando na região R3. A Figura 3.50 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga  $\overline{\Delta I_o}$ , para  $n=1$ .

Figura 3.50 – Característica externa do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT para região R3.



Fonte: Próprio autor.

### 3.3 Características gerais do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT ( $0 < D < 1$ )

Nos tópicos anteriores, foi descrita a operação do conversor para as regiões de operações R1, R2 e R3. Para facilitar a compreensão das principais características do conversor, independentemente da região de operação, é conveniente que sejam apresentadas as características gerais do conversor, ou seja, desde razão cíclica zero até razão cíclica unitária.

Assim, mostra-se a seguir o ganho estático do modo contínuo MCC para uma razão cíclica de ( $0 < D < 1$ ), a ondulação de corrente no indutor de entrada e a característica externa.

A Tabela 3.5 exibe as expressões do ganho estático do conversor para as regiões R1, R2 e R3; já a Figura 3.51 apresenta o ganho estático para uma razão cíclica de ( $0 < D < 1$ ).

Tabela 3.5 – O ganho estático do conversor para as regiões R1, R2 e R3 de operação

Ganho Estático do CC-CC <i>boost</i> baseado na CCQE-ATCT	Região de Operação
$G_{MC} = \frac{(1+n)}{1-D+n \cdot (1-3 \cdot D)}$	R1 - ( $0 < D < 1/3$ )
$G_{MC} = (1+n)/(1-D)$	R2 - ( $1/3 < D < 2/3$ )
$G_{MC} = (1+n)/(1-D)$	R3 - ( $2/3 < D < 1$ )

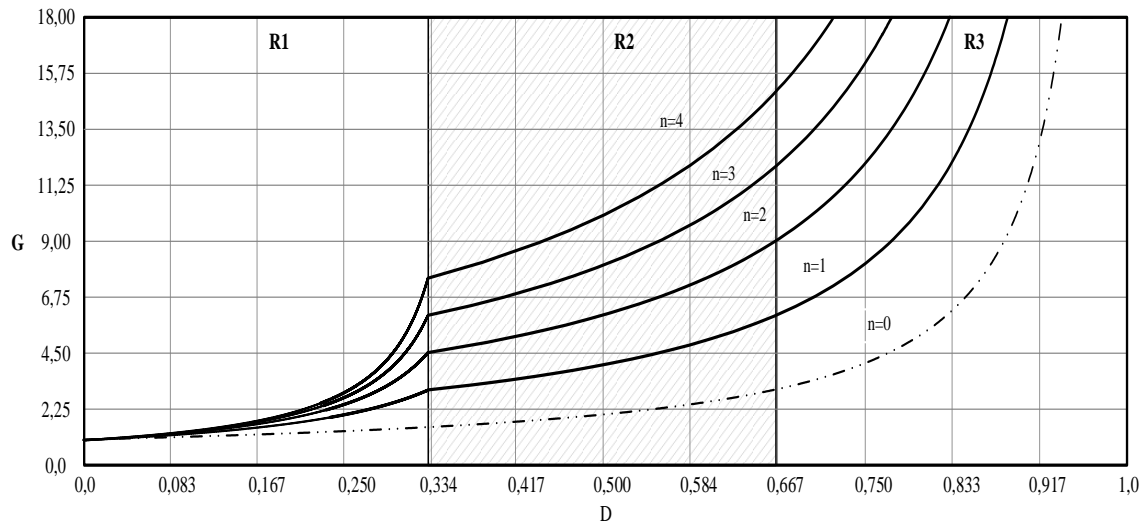
Fonte: Próprio autor.

Nota-se que, para a condução em modo contínuo, o ganho segue a mesma expressão para as regiões R2 e R3. Já para a região R1 o ganho é diferenciado pelo fato de o transformador não transferir energia do primário para o secundário na 2ª, 4ª, e 6ª etapas de operação no intervalo de tempo ( $t_1-t_2$ ).

A Figura 3.51 mostra a característica de saída do conversor para todas as regiões de operação ( $0 < D < 1$ ).

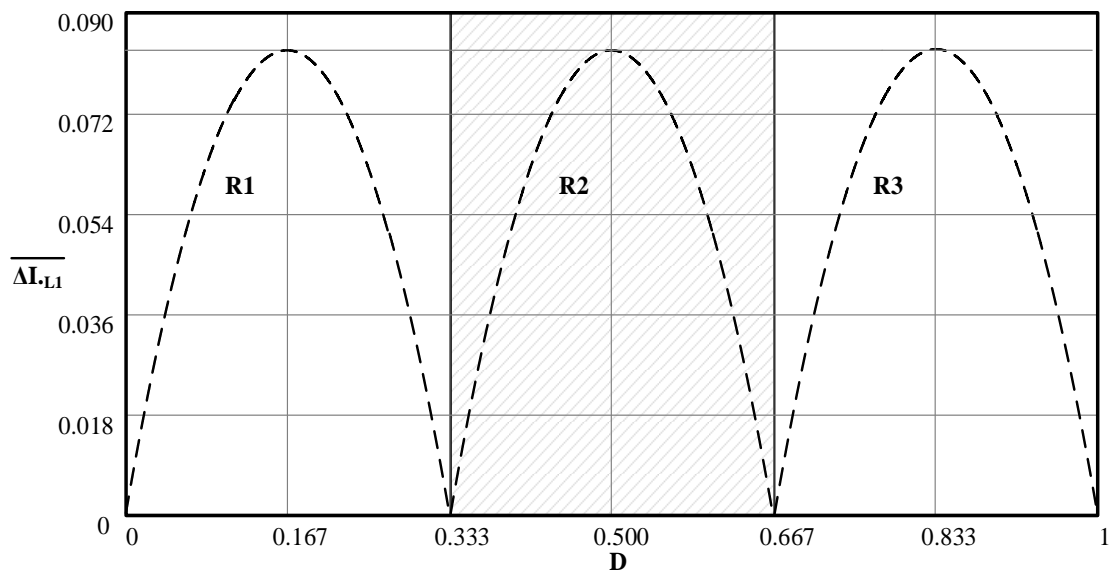
Na figura 3.52, pode-se observar melhor que os pontos críticos, no tocante à ondulação de corrente, ocorrem quando a razão cíclica é  $1/6$ ,  $1/2$  e  $5/6$ .

Figura 3.51 – O ganho estático do conversor para as três regiões de operação ( $0 < D < 1$ )



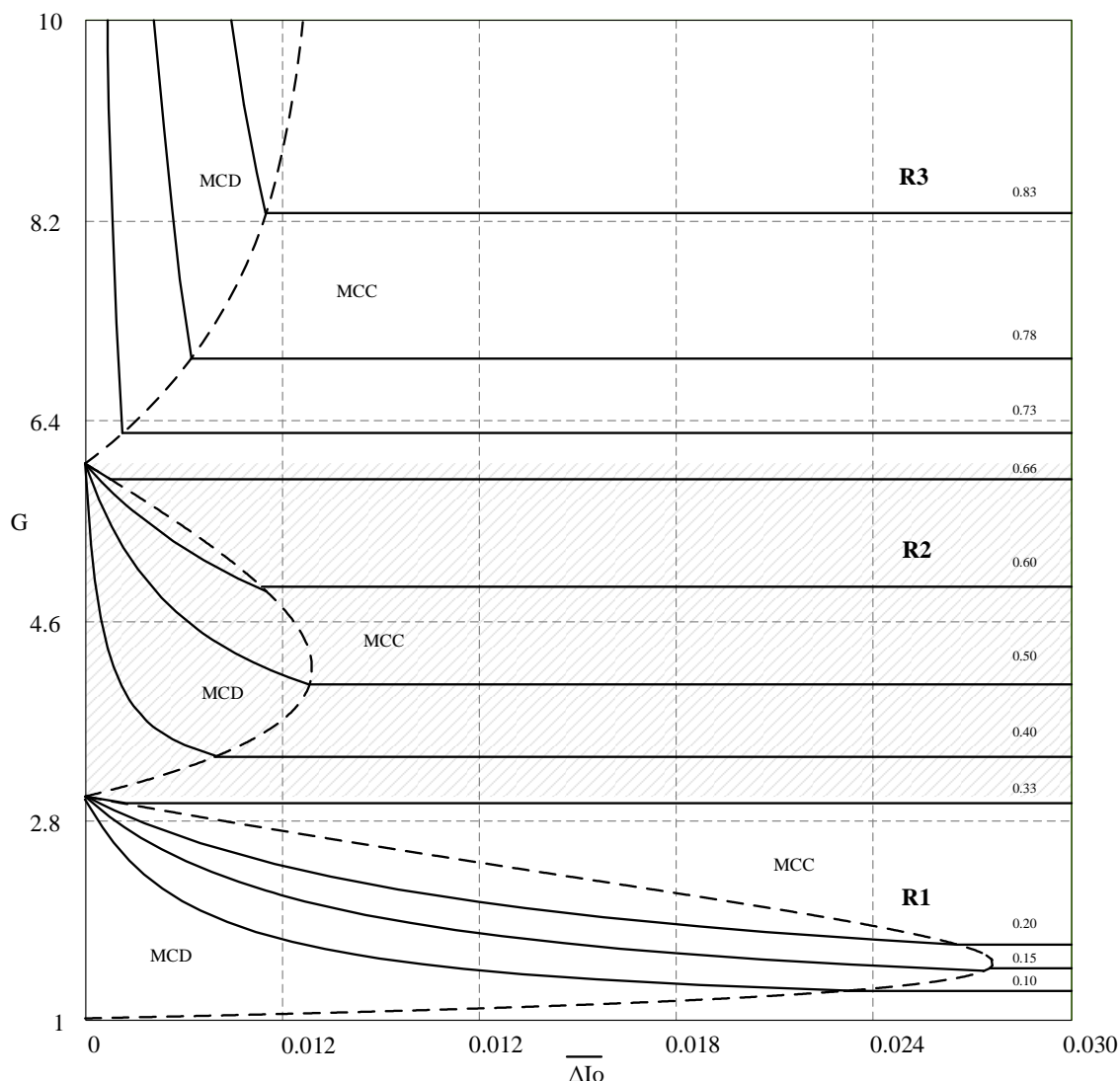
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.52 – Ondulação de corrente parametrizada para as três regiões de operação ( $0 < D < 1$ )



Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.53 mostra a característica de saída do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão em todas as regiões de operação, parametrizadas em função da carga, para diferentes valores de razão cíclica.

Figura 3.53 – Característica externa total do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT.

Fonte: Próprio autor.

### 3.4 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos componentes para a região R2 em MCC

Nesta seção, são calculados os esforços de corrente e de tensão nos componentes do conversor: indutor, transformador, diodos e interruptores. Vale salientar que a região R2 foi escolhida para realizar o projeto, tendo em vista que, deseja-se elevar a tensão de 8 (oito) baterias de 12 V cada, ligadas em série até no valor de 400V. Vale dizer, para conseguir este ganho de tensão a região R2 é a mais conveniente, também está aliada a questão da redução das perdas de condução.



### 3.4.1 Esforços no indutor $L_1$

Para simplificar a análise dos esforços de corrente nos componentes, considera-se a ondulação da corrente no indutor  $L_1$ . Logo, o valor eficaz da corrente no indutor é igual ao valor médio da corrente de entrada. Assim, a determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e de corrente nos componentes são obtidas a partir da Figura 3.8.

Analisando a Figura 3.8, é possível obter as expressões matemáticas no domínio do tempo para as principais formas de onda de corrente que circulam nos componentes do conversor. As expressões são analisadas para cada etapa de operação dentro de um período de comutação. Com isso, a corrente instantânea no indutor  $L_1$  é dada por:

$$i_{L_1}(t) = \begin{cases} I_{L_1(\min)} + \left( V_{IN} - \frac{V_{IN} \cdot (1-D)}{3 \cdot L_1 \cdot (1+n)} \cdot t \right) & t_0 \leq t \leq t_1, \quad t_2 \leq t \leq t_3 \quad \text{e} \quad t_4 \leq t \leq t_5 \\ I_{L_1(\max)} - \left( V_{IN} - \frac{V_{IN} \cdot (1-D)}{6 \cdot L_1 \cdot (1+n)} \cdot t \right) & t_1 \leq t \leq t_2, \quad t_3 \leq t \leq t_4 \quad \text{e} \quad t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.103)$$

As correntes máxima e mínima no indutor  $L_1$  são determinadas em função da corrente média de entrada do conversor obtida a partir da potência média de saída. Para um determinado rendimento  $\eta$  e uma potência ativa  $P_o$ , a potência média de entrada é definida por:

$$P_{IN} = \frac{P_o}{\eta}. \quad (3.104)$$

O valor de corrente média de entrada é definido em (3.105) e (3.106), onde  $I_o$  representa a corrente de carga:

$$I_{INmd} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{IN}} = \frac{I_o \cdot (1+n)}{\eta \cdot (1-D)} \quad (3.105)$$

$$I_{INmd} = \frac{I_{L_1(\max)} + I_{L_1(\min)}}{2} \quad (3.106)$$

A corrente máxima  $I_{L_1(\max)}$  e a corrente mínima  $I_{L_1(\min)}$  através do indutor são definidas por (3.107) e (3.108), respectivamente.

$$I_{L_1(\max)} = I_{L_1(\text{med})} + \frac{\Delta I_{L_1}}{2}, \quad (3.107)$$

$$I_{L_1(\min)} = I_{L_1(\text{med})} - \frac{\Delta I_{L_1}}{2}. \quad (3.108)$$

A corrente média  $I_{L_1\text{med}}$  através do indutor é expressa em função da potência  $P_o$  e da tensão de entrada  $V_{IN}$ , já que a corrente através do indutor de entrada é a mesma corrente da fonte de entrada. Define-se, então, por:

$$I_{L1med} = I_{INmd} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{IN}} = \frac{I_o \cdot (1+n)}{\eta \cdot (1-D)} \quad (3.109)$$

Substituindo-se (3.47) e (3.109) em (3.107) e (3.108), obtêm-se (3.110) e (3.111), que determinam as correntes máximas e mínimas através do indutor  $L_1$ , respectivamente.

$$I_{L1(max)} = \frac{I_o \cdot (1+n)}{(1-D) \cdot \eta} + \frac{(3D-1) \cdot (2-3D) \cdot T_s \cdot V_o}{9 \cdot L_1 \cdot 2 \cdot (1+n)} \quad (3.110)$$

$$I_{L1(min)} = \frac{I_o \cdot (1+n)}{(1-D) \cdot \eta} - \frac{(3D-1) \cdot (2-3D) \cdot T_s \cdot V_o}{9 \cdot L_1 \cdot 2 \cdot (1+n)} \quad (3.111)$$

A corrente eficaz no indutor  $I_{L1ef}$  já foi mencionada anteriormente e possui valor igual a corrente média de entrada do conversor sendo dado por:

$$I_{L1ef} = \frac{I_o \cdot (1+n)}{\eta \cdot (1-D)} \quad (3.112)$$

As equações que permitem dimensionar o indutor baseiam-se em [72]. O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas:

$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1max} \cdot I_{L1ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad (3.113)$$

O número de espiras é encontrado a partir de:

$$N_{e_{L1}} = \frac{L_1 \times I_{L1max} \times 10^4}{A_e \times B_{max}} \quad (3.114)$$

O cálculo do entreferro do indutor é obtido a partir de:

$$l_{g_{L1}} = \frac{\mu_o \cdot N_{e_{L1real}}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_1} \quad (3.115)$$

O cálculo da profundidade de penetração da corrente é dado por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2} \cdot f_s} \quad (3.116)$$

Assim, o diâmetro do fio escolhido deve ser menor que:

$$Di_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.117)$$

Os dados deste fio são obtidos a partir de [72]. A área de seção de cobre do fio é calculada por:

$$S_{fio_{L1}} = \frac{I_{L1ef}}{J_{max}} \quad (3.118)$$

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{\text{fios\_L1}} = \frac{S_{\text{fio\_L1}}}{A_{\text{cufio}}}. \quad (3.119)$$

A partir desta escolha e com base na tabela de [72], encontra-se a área do cobre isolado  $A_{\text{cufio\_iso}}$ . O fator de utilização da janela do núcleo é calculado através de:

$$k_{u\_L1} = \frac{N_{e\_L1\text{real}} \cdot N_{e\_Fc\_L1} \cdot A_{\text{cufio\_iso}}}{A_w} \quad (3.120)$$

### 3.4.2 Esforços no transformador *T*

Para melhor compreensão da célula de comutação de quatro estados (CCQE), é preciso conhecer os parâmetros básicos do transformador. Um núcleo trifásico simétrico seria o núcleo ideal para utilização na célula de quatro estados.

Porém, na prática, os núcleos são geralmente construídos com o formato longitudinal, como identifica a Figura 3.54, e apresentam uma assimetria que pode ser desprezada. Da estrutura física básica apresentada do transformador, pode-se observar alguns conceitos básicos, que são utilizados na análise dos conversores baseados na CCQE.

Deve-se considerar as seguintes simplificações. A resistência dos enrolamentos primários e secundários são nulos; o núcleo é simétrico, quer dizer, os ramos magnéticos são iguais tanto no primário quanto no secundário; a indutância própria em todos os enrolamentos ( $T_{P1}$ ,  $T_{P2}$ ,  $T_{P3}$ ,  $T_{S1}$ ,  $T_{S2}$  e  $T_{S3}$ ) é a mesma e a relação de transformação “*n*” é unitária.

Durante a construção do transformador trifásico estrela-estrela, os enrolamentos do primário e do secundário foram intercalados de duas voltas para minimizar o efeito da indutância de dispersão entre os enrolamentos.

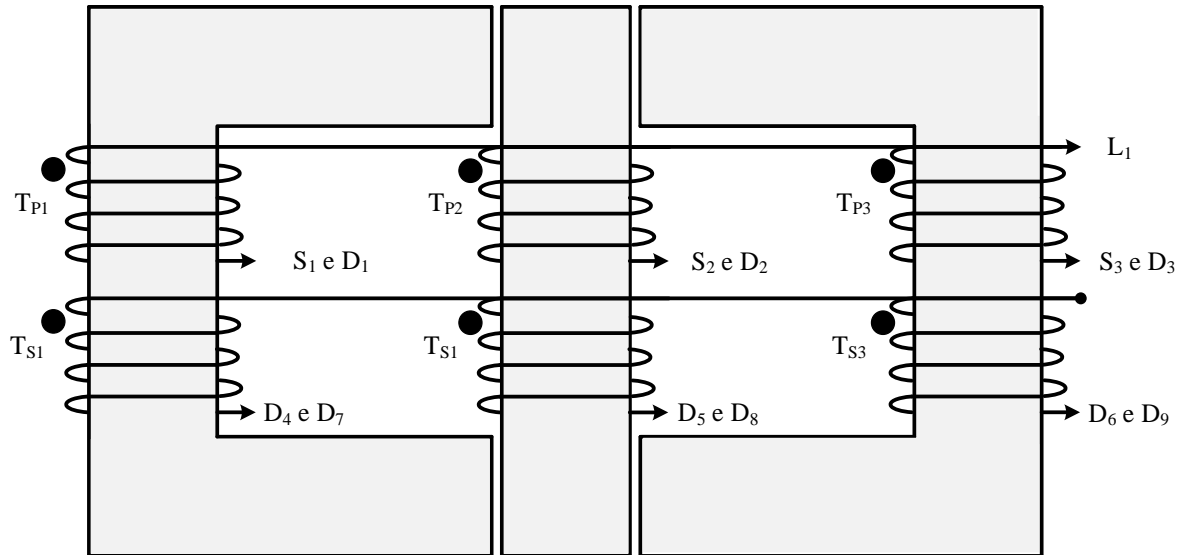
Os núcleos de ferrite possuem a configuração dois NC e um NI de fabricação da Thornton. O uso de bancos monofásicos, mais indicado para as CCME com transformadores tetrafásicos e hexafásicos, também pode ser utilizado para as CCQE. No entanto, no presente estudo, adotou-se para as CCQE a topologia trifásica.

As tensões máximas sobre os enrolamentos primários  $T_{P1}$ ,  $T_{P2}$  e  $T_{P3}$  do transformador *T* são iguais e definidas em (3.121); e as tensões mínimas sobre os enrolamentos também são iguais e definidas em (3.122).

$$V_{T_{P1}(\text{max})} = \left( \frac{V_{\text{IN}}}{(1-D)} \cdot \frac{2}{3} \right) \quad (3.121)$$

$$V_{Tp1(\min)} = \left( \frac{V_{IN}}{(1-D)} \cdot \frac{1}{3} \right) \quad (3.122)$$

Figura. 3.54 Estrutura física do transformador com o terminal ligado em estrela-estrela



Fonte: Próprio autor.

A tensão sobre o enrolamento do primário possui seis patamares em um período de comutação, como pode ser visto na Figura 2.25. Aplicando as equações (3.121) e (3.122) em (3.123), é obtida a tensão eficaz sobre o enrolamento primário do transformador trifásico (3.124).

$$V_{Tp1ef} = V_{Tp2ef} = V_{Tp3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{Tp1}^2(t) \cdot dt} \quad (3.123)$$

$$V_{Tp1ef} = V_{Tp2ef} = V_{Tp3ef} = \frac{\sqrt{6 \cdot D^2 \cdot V_O^2}}{6} \quad (3.124)$$

A máxima tensão sobre os enrolamentos secundários  $T_{S1}$ ,  $T_{S2}$  e  $T_{S3}$  do transformador  $T$  são iguais e definidas em (3.125); a mínima tensão sobre os enrolamentos é definida em (3.126)

$$V_{Tp1(\max)} = \left( \frac{n \cdot V_{IN}}{(1-D)} \cdot \frac{2}{3} \right) \quad (3.125)$$

$$V_{Tp1(\min)} = \left( \frac{n \cdot V_{IN}}{(1-D)} \cdot \frac{1}{3} \right) \quad (3.126)$$

Aplicando as equações (3.125) e (3.126) em (3.127), é obtida a tensão eficaz sobre o enrolamento secundário do transformador trifásico (3.128).

$$V_{Ts1ef} = V_{Ts2ef} = V_{Ts3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{Tp1}^2(t) \cdot dt} \quad (3.127)$$

$$V_{Ts1ef} = V_{Ts2ef} = V_{Ts3ef} = \frac{\sqrt{6 \cdot n^2 \cdot D^2 \cdot V_o^2}}{6} \quad (3.128)$$

A corrente eficaz que circula através de cada enrolamento do primário do transformador T é definida por:

$$I_{Tp1ef} = I_{Tp2ef} = I_{Tp3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{Tp1}^2(t) \cdot dt}. \quad (3.129)$$

A corrente instantânea que circula através de cada enrolamento do primário do transformador T,  $I_{Tp1}(t)$  é definida por:

$$I_{Tp1}(t) = \begin{cases} \frac{5 \cdot I_{IN}(t)}{12} & t_0 \leq t \leq t_1, \\ \frac{2 \cdot I_{IN}(t)}{3} & t_1 \leq t \leq t_2, \\ \frac{5 \cdot I_{IN}(t)}{12} & t_2 \leq t \leq t_3, \\ \frac{I_{IN}(t)}{6} & t_3 \leq t \leq t_6. \end{cases} \quad (3.130)$$

Substituindo (3.130) em (3.129), determina-se a corrente eficaz que circula através de cada enrolamento primário do transformador  $I_{Tpef}$ . Solucionando-se, obtém-se:

$$I_{Tpef} = \frac{\sqrt{\left[ \frac{6 \cdot I_o^2 \cdot (1+n)^2 \cdot (3 \cdot D - 5)^2}{(D-1)^2} \right]}}{12} \quad (3.131)$$

A corrente eficaz que circula através de cada enrolamento do secundário do transformador T é definida por:

$$I_{Ts1ef} = I_{Ts2ef} = I_{Ts3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{Tp1}^2(t) \cdot dt}. \quad (3.132)$$

A corrente instantânea que circula através de cada enrolamento do secundário do transformador T,  $I_{Ts1}(t)$  é definida por:

$$I_{Tsl}(t) = \begin{cases} \frac{-I_o}{6 \cdot (1-D)}(t) & t_0 \leq t \leq t_1, \\ \frac{-2 \cdot I_o}{3 \cdot (1-D)}(t) & t_1 \leq t \leq t_2, \\ \frac{-I_o}{6 \cdot (1-D)}(t) & t_2 \leq t \leq t_3, \\ \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)}(t) & t_3 \leq t \leq t_6. \end{cases} \quad (3.133)$$

Substituindo (3.133) em (3.132), determina-se a corrente eficaz que circula através de cada enrolamento secundário do transformador, que é definida por:

$$I_{Tsef} = \sqrt{\left[ \frac{2 \cdot I_o^2 \cdot (-9 \cdot D + 7)}{(1-D)^2} \right]} \quad (3.134)$$

As equações que norteiam o cálculo dos componentes do transformador trifásico baseiam-se em [69]. Considera-se que a corrente advinda do indutor é dividida por igual nos três enrolamentos do transformador. A potência ativa  $P_O$  do transformador pode ser obtida pela multiplicação da potência de um enrolamento por três.

A potência de entrada  $P_{IN}$  do transformador trifásico pode ser obtida a partir da equação:

$$P_{IN} = P_O \cdot \left( \frac{1}{\eta_T} \right) = 3 \cdot (I_{Tpef} \cdot V_{Tpef}) \cdot \left( \frac{1}{\eta_T} \right) \quad (3.135)$$

O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas, nos transformadores trifásicos, por existir basicamente duas áreas de janela,  $A_w$ , e três áreas de ferro,  $A_e$ ; a utilização de janela é diferente. E o produto de áreas  $A_P$ , segundo [69], é obtido por:

$$A_P = 3 \cdot \left( \frac{A_w}{2} \cdot A_e \right) = 1,5 \cdot \frac{P_{IN} \cdot 10^4}{K_f \cdot K_u \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_s} \quad (3.136)$$

O número de espiras do primário é dado por [69]:

$$N_{e-T} = \left( \frac{V_{Tp1(max)}}{4 \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \right) \quad (3.137)$$

A área de seção de cobre do fio é calculada por [70]:

$$S_{fio-T} = \frac{I_{Tpef}}{J_{max}} \quad (3.138)$$

Segundo a tabela em [70], obtém-se o valor de  $A_{cufio}$ . O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{\text{fios}_T} = \frac{S_{\text{fio}_T}}{A_{\text{cufio}}} \quad (3.139)$$

Segundo a tabela em [70], obtém-se o valor de  $A_{\text{cufio}_\text{iso}}$ .

O fator de utilização da janela do núcleo do transformador trifásico é calculado através de:

$$k_{u_{T1}} = k_{u_{Tp}} + k_{u_{Ts}} = 2 \cdot \frac{4 \cdot N_{e_T} \cdot N_{\text{fios}_T} \cdot A_{\text{cufio}_\text{iso}}}{A_w} \quad (3.140)$$

### 3.4.3 Esforços nos interruptores $S_1$ , $S_2$ e $S_3$

A tensão máxima sobre os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  é grampeada pelo capacitor  $C_2$ , em que a tensão de ruptura dos interruptores controladas devem ser maior do que o seguinte valor:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_{IN}}{1-D} \quad (3.141)$$

A equação que define a corrente eficaz e a corrente média que circulam através de cada um dos interruptores é definida por:

$$I_{S1ef} = I_{S2ef} = I_{S3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{S1}^2(t) \cdot dt} \quad (3.142)$$

$$I_{S1md} = I_{S2md} = I_{S3md} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{S1}(t) \cdot dt \quad (3.143)$$

A corrente instantânea que circula através de cada um dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ ,  $I_{S1}(t)$  é definida por:

$$I_{S1}(t) = \begin{cases} \frac{5 \cdot i_{IN}}{12}(t) & t_0 \leq t \leq t_1, \\ \frac{2 \cdot i_{IN}}{3}(t) & t_1 \leq t \leq t_2, \\ \frac{5 \cdot i_{IN}}{12}(t) & t_2 \leq t \leq t_3. \end{cases} \quad (3.144)$$

Uma parcela da corrente que circula pelo indutor é dividida entre os três interruptores de maneira equilibrada; substituindo (3.144) em (3.142) e em (3.143), determina-se a corrente eficaz e média, através dos três interruptores, definida em (3.145) e (3.146), respectivamente.

$$I_{S1ef} = \frac{\sqrt{\frac{-2 \cdot I_O^2 \cdot (1+n)^2 \cdot (7 \cdot D - 13)}{(1-D)^2}}}{12} \quad (3.145)$$

$$I_{S1md} = \frac{I_O \cdot (1+n) \cdot (1+D)}{6 \cdot (1-D)} \quad (3.146)$$

### 3.4.4 Esforços nos diodos dos retificadores $D_1$ até $D_9$

A tensão máxima reversa dos diodos retificadores deve ser mais elevada do que os valores calculados a partir de (3.147) e (3.148). Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  apresentam o mesmo valor, assim como para os da ponte ligados ao secundário do transformador estrela-estrela.

$$V_{D_{1,2,3}} = \frac{V_{IN}}{1-D} \quad (3.147)$$

$$V_{D_{4..9}} = \frac{n \cdot V_{IN}}{1-D} \quad (3.148)$$

A corrente eficaz sobre os diodos  $D_{1,2,3}$  e  $D_{7,8,9}$  pode ser observada em (3.149) e a corrente média, em (3.150).

$$I_{D_{1,2,3ef}} = I_{D_{7,8,9ef}} = \frac{I_O}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{1-D}} \quad (3.149)$$

$$I_{D_{1,2,3md}} = I_{D_{7,8,9md}} = \frac{I_O}{3} \quad (3.150)$$

Já através dos diodos  $D_4$ ,  $D_5$  e  $D_6$ , a corrente eficaz é demonstrada, e a corrente média é igual ao dos diodos  $D_{1,2,3}$  e  $D_{7,8,9}$ .

$$I_{D_{4,5,6ef}} = \frac{\sqrt{\frac{-2 \cdot I_O^2 \cdot (7 \cdot D - 5)}{(D-1)^2}}}{6} \quad (3.151)$$

### 3.4.5 Dimensionamento do snubber dos interruptores $S_1$ , $S_2$ e $S_3$

Nos conversores estáticos CC-CC, existem não idealidades oriundas dos elementos parasitas indesejáveis, tais como, indutâncias das trilhas e as indutâncias de dispersão do transformador T. Dependendo de sua magnitude, eles podem provocar interferências eletromagnéticas em outros aparelhos eletrônicos e destruir os semicondutores do próprio conversor, se não forem devidamente suprimidos.

Tipicamente, os elementos parasitas aparecem como capacitâncias e indutâncias dos semicondutores e transformadores, mas também podem ser encontrados nas trilhas das placas de circuito impresso e cabos de conexão do conversor.

Uma forma de controlar essas sobretensões consiste na inserção de circuitos atenuadores, “snubbers” grampeadores, que reduzem ou eliminam os pulsos indesejáveis (*spikes*) de tensão.



Visando minimizar essas sobretensões no circuito de potência, foi implementado um *snubber* grampeador do tipo RCD (Resistor-Capacitor-Diodo), como mostra a Figura 4.02. Com base nas especificações da Tabela 3.6 a seguir, pode-se calcular os componentes do *snubber* RCD.

Tabela 3.6 – Dados dos componentes do circuito *snubber*

Descrição	Parâmetros
Tensão máxima dreno – fonte	$V_{DSmax} = 200 \text{ V}$
Tensão máxima no capacitor do <i>snubber</i>	$V_{CSmax} = 1,11 \cdot V_{DSmax} \text{ V}$
Tensão mínima no capacitor do <i>snubber</i>	$V_{CSmin} = 1,09 \cdot V_{DSmax} \text{ V}$
Capacitor adotado no <i>snubber</i> grampeador	$C_{SB} = 10,00 \text{ nF}$

Fonte: Próprio autor.

Para calcular a potência dissipada pelo resistor do *snubber*, é utilizada a equação [71]:

$$P_{Rsb} = \left( \frac{1}{2} V_{CSmax}^2 \cdot C_{SB} - \frac{1}{2} V_{CSmin}^2 \cdot C_{SB} \right) \cdot f_s \quad (3.152)$$

O resistor em paralelo com o capacitor do *snubber* pode ser calculado a partir da equação:

$$R_{SB} = \frac{V_{CSmax}^2}{P_{Rsb}} \quad (3.153)$$

### 3.5 Considerações finais

Uma análise detalhada do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão foi apresentada, primeiramente caracterizando as etapas no MCC, MCD e MCCr para as três regiões (R1, R2 e R3) de operação com a razão cíclica entre  $0 \leq D \leq 1$ . As 45 etapas de operação descrevem o fluxo de potência entre primário e secundário do transformador estrela-estrela. Na região R1 não ocorre transferência de energia através do secundário do transformador por falta de uma tensão induzida adequada em uma das etapas, já nas regiões R2 e R3 isso não acontece. Esta situação não compromete o adequado funcionamento do conversor, pois o controle permite adotar uma razão cíclica apropriada.

O passo seguinte foi a obtenção do ganho estático do conversor para as três regiões (R1, R2 e R3), a partir do circuito equivalente e das formas de onda.

A relação de espiras entre o primário e secundário do transformador tem influência direta na equação do ganho. Por fim, foram equacionados os esforços de tensão e de corrente dos seguintes componentes do conversor: indutor, transformador, diodos e interruptores.

## 4 EXEMPLO DE PROJETO DE CONVERSOR CC-CC BASEADO NA CCQE-ATCT COM TRANSFORMADOR CONECTADO EM ESTRELA-ESTRELA

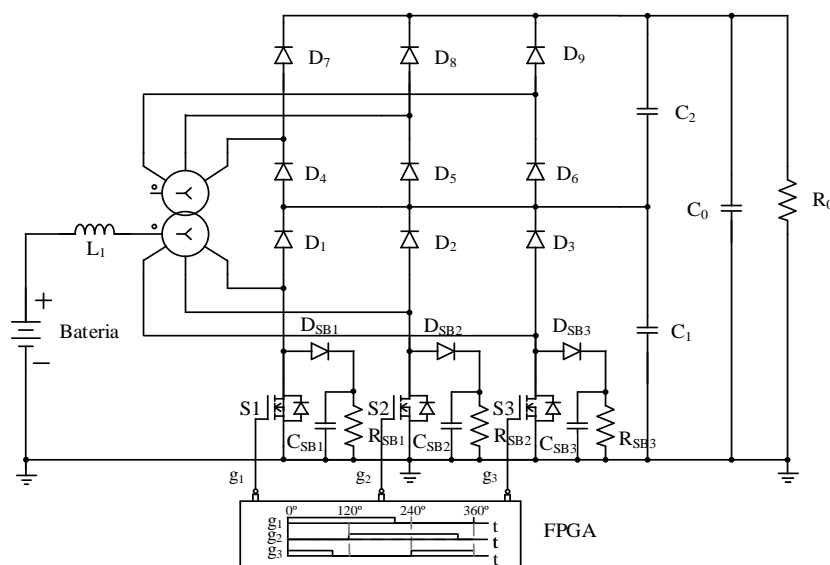
### 4.1 Considerações iniciais

Este capítulo tem como objetivo apresentar o procedimento e o exemplo de projeto do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão, incluindo também o projeto do transformador trifásico estrela-estrela, operando no modo de condução contínua de corrente com razão cíclica entre  $1/3$  e  $2/3$ . Utiliza-se o emprego de *snubbers* passivos devido a sobretensão nos interruptores causados pela indutância de dispersão do transformador e as indutâncias parasitas da trilha do circuito impresso. A análise teórica foi apresentada no capítulo anterior. Vale salientar que se trata de um caso particular da família proposta no capítulo 2.

### 4.2 Especificações e considerações

A Figura 4.1 apresenta o esquemático completo do circuito do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão. Nela pode-se observar o circuito *snubbers* e o FPGA (*Field Programmable Gate Array*), responsável pelos pulsos defasados de  $120^\circ$  que acionam as portas dos interruptores.

Figura 4. 1 – Esquemático completo do circuito do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT.



Fonte: Próprio autor.

As especificações e as considerações de projeto são apresentadas a fim de quantificar os esforços de corrente e tensão em cada componente. Assim, com os esforços em cada componente definidos, podem ser escolhidos os interruptores, diodos e demais componentes que compõem o circuito de potência. A Tabela 4.1 apresenta as especificações e as considerações de projeto para o conversor proposto.

Especificações:

Tabela 4.1 – Especificação e considerações de projeto

Descrição	Parâmetros
Tensão de Entrada Mínima (banco de baterias) (CC)	$V_{IN} = 86 \text{ V}$
Potência de Saída	$P_O = 3 \text{ kW}$
Tensão de Saída (CC)	$V_O = 400 \text{ V}$
Tensão Máxima Dreno - Fonte	$V_{DSmax} = 200 \text{ V}$
Relação de Transformação entre Primário e Secundário	$n = 1$
Frequência de Comutação	$f_s = 35 \text{ kHz}$
Ondulação de Tensão no Capacitor de Saída	$\Delta V_O = 1\% \cdot V_O$
Ondulação de Corrente no Indutor Armazenador	$\Delta I_{L1} = 15\% \cdot I_{L1med}$
Rendimento	$\eta = 0,96$

Fonte: Próprio autor.

### 4.3 Estágio de potência

Nesta seção, são dimensionados todos os elementos que compõem o estágio de potência do conversor proposto em estudo, incluindo os *snubbers* dissipativos. O projeto está de acordo com as especificações descritas na seção 3.2.

#### 4.3.1 Dimensionamento do indutor de entrada

Com base na tabela 4.1, a corrente eficaz de entrada é obtida por (3.109).

$$I_{L1med} = I_{L1ef} = \frac{3000}{0,96 \cdot 86} = 36,34 \text{ A}$$

Ondulação de corrente no indutor de acordo com a tabela 4.1.

$$\Delta I_{L1} = 15\% \cdot I_{L1med} = 0,15 \cdot 36,34 = 5,45 \text{ A}$$

A corrente máxima de entrada advinda do bando de baterias é obtida por (3.107):

$$I_{INmax} = I_{L1max} = 36,34 + 2,72 = 39,06 \text{ A}$$

O valor da indutância é calculado a partir da expressão (3.49) e da tabela 4.1. Observa-se no denominador o valor 36, no qual reduz o valor da indutância e, por conseguinte, o tamanho e volume do indutor.

$$L_1 = \frac{400}{36 \cdot 35000 \cdot 5,58 \cdot (1+1)} = 29,12 \mu\text{H}$$

A Tabela 4.2 mostra os parâmetros assumidos para o projeto físico do indutor  $L_1$ .

Tabela 4.2. Parâmetros de projeto do indutor  $L_1$ .

Parâmetro	Valor
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	$K_w = 0,3$
Densidade máxima de corrente	$J_{\max} = 380 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{\max} = 0,2\text{T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: Próprio autor.

Substituindo valores em (3.113), obtém-se o produto das áreas necessário:

$$A_p = \frac{29,12 \cdot 10^{-6} \cdot 39,06 \cdot 36,34 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 380 \cdot 0,2} \cong 18,13 \text{ cm}^4$$

A partir da definição do produto de áreas, foi escolhido o núcleo NEE 65/33/26 de material IP6 da fabricante Thornton, e os dados são fornecidos pela THORNTON. Substituindo valores da Tabela 4.2 em (3.114), obtém-se o número de espiras:

$$N_{e\_L1} = \frac{29,12 \cdot 10^{-6} \cdot 39,06 \cdot 10^4}{5,32 \cdot 0,2} = 10,69 \text{ espiras}$$

Através do arredondamento de  $N_{e\_L1}$ , é definido o valor real de  $N_e$ . Assim, o valor real é  $N_{e\_L1\text{real}} \cong 11$  espiras.

Substituindo valores em (3.115), obtém-se valor do entreferro do indutor:

$$l_{g\_L1} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 11^2 \cdot 5,45 \cdot 10^{-2}}{28,5 \cdot 10^{-6}} = 0,278 \text{ cm.}$$

Substituindo os valores em (3.116), tem-se a profundidade de penetração da corrente:

$$\Delta = 0,028 \text{ cm.}$$

O diâmetro do fio escolhido deve ser menor que (3.117); substituindo o valor, tem-se:

$$Di_{\max} = 0,057 \text{ cm.}$$

Para o projeto, o fio escolhido foi o 21 AWG, por apresentar menor diâmetro e flexibilidade. Os dados deste fio são obtidos a partir de [82].

A área de seção de cobre do fio é calculada por (3.118); substituindo valores, obtém-se:

$$S_{\text{fio}_L} = \frac{36,34}{380} = 0,0956 \text{ cm}^2$$

O número de fios em paralelo é calculado por (3.119); substituindo valores, obtém-se:

$$N_{\text{fios}_L1} = \frac{0,0956}{0,004107} = 23,28$$

Assumiu-se o número de fios em paralelo igual a  $N_{e\_Fc\_L1} = 24$ .

A partir dessa escolha, o fator de utilização da janela do núcleo é calculado através de (3.120); substituindo valores, obtém-se:

$$k_{u\_L} = \frac{11 \cdot 23 \cdot 0,005004}{5,47} = 0,242$$

Verifica-se, através do valor do fator de utilização da janela, que a construção física do indutor pode ser realizada.

A Tabela 4.3 apresenta um resumo dos detalhes de projeto do indutor.

Tabela 4.3 – Resumo do projeto físico do indutor  $L_1$

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE 65/33/26-IP6
Entreferro	0,278
Número de espiras	11
Bitola do fio de cobre esmaltado	AWG 21
Número de fios em paralelo	24

Fonte: Próprio autor.

#### 4.3.2 Dimensionamento do transformador trifásico

Transformadores monofásicos podem ser adotado para implementar a célula de comutação de múltiplos estados CCME. No caso particular do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT de tensão, optou-se pelo uso de um núcleo trifásico. O dimensionamento do núcleo trifásico segue aqui descrito.

Substituindo os valores da tabela 4.1 e reorganizando (3.44), obtém-se o valor da razão cíclica.

$$D = 1 - \frac{86 \cdot (1+1)}{400} = 0,57$$

A corrente de saída do conversor pode ser obtida pela reorganização da equação (3.112)

. Assim:

$$I_o = \frac{36,34 \cdot 0,96 \cdot (1-0,57)}{(1+1)} = 7,50 \text{ A}$$

O valor máximo da tensão sobre os enrolamentos do primário do transformador  $T_1$  é obtido substituindo-se valores em (3.121).

$$V_{Tp1(\max)} = \left( \frac{86}{(1-0,57)} \cdot \frac{2}{3} \right) \cong 133,333 \text{ V}$$

O valor da tensão eficaz sobre os enrolamentos do primário do transformador T é obtido substituindo-se valores em (3.124).

$$V_{Tp1ef} = V_{Tp2ef} = V_{Tp3ef} = \frac{\sqrt{6 \cdot 0,57^2 \cdot 200^2}}{6} = 94,71 \text{ V}$$

O valor da tensão eficaz sobre os enrolamentos do secundário do transformador trifásico é obtido usando (3.128).

$$V_{Ts1ef} = V_{Ts2ef} = V_{Ts3ef} = \frac{\sqrt{6 \cdot 1^2 \cdot 0,57^2 \cdot 200^2}}{6} = 94,71 \text{ V}$$

Os valores eficazes das correntes através dos enrolamentos do transformador são obtidos substituindo-se valores em (3.131) e (3.134), sendo a corrente eficaz do primário e secundário, respectivamente.

$$I_{Tp1ef} = \frac{\sqrt{6} \cdot \sqrt{\frac{(-7,50)^2 \cdot (1+1)^2 \cdot (3 \cdot 0,57 - 5)^2}{(1-0,57)^2}}}{12} = 12,91 \text{ A}$$

$$I_{Ts1ef} = \frac{\sqrt{2 \cdot (7,5)^2 \cdot (-9 \cdot 0,57 + 7)}}{6} = 5,62 \text{ A}$$

Para o projeto do transformador trifásico T utilizado na célula de comutação, são feitas as seguintes considerações:

O transformador trifásico apresenta a relação de transformação unitária escolhida e, desprezando a ondulação de corrente no indutor de entrada, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente de entrada.

A Tabela 4.4 mostra os parâmetros assumidos para o projeto físico do transformador trifásico T.

Tabela 4.4 – Parâmetros de projeto do transformador T

Parâmetro	Valor
Fator de utilização da janela do núcleo	$K_u = 0,2$
Fator da forma de onda quadrada	$K_f = 4$
Densidade máxima de corrente	$J_{\max} = 380 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{\max} = 0,2 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$
Eficiência do transformador trifásico	$\eta_T = 0,90$

Fonte: Próprio autor.

A potência de entrada do transformador trifásico é obtida a partir da equação (3.135):

$$P_{\text{IN}} = 3 \cdot (12,91 \cdot 94,71) \cdot \left(\frac{1}{0,9}\right) = 4,075 \text{ kVA}$$

O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas; substituindo valores em (3.136), obtém-se o produto das áreas necessário:

$$A_p = 1,5 \cdot \frac{4075 \cdot 10^4}{4 \cdot 0,2 \cdot 0,2 \cdot 380 \cdot 35 \cdot 10^3} \cong 28,72 \text{ cm}^4$$

A partir da definição do produto de áreas, foram escolhidos os núcleos NC 100/57/25 e NI 100/24/25, ambos de material IP6 da fabricante Thornton; os dados são fornecidos por Thornton (2008).

O número de espiras do primário e do secundário, por se tratar de uma relação de transformação unitária, é dado pela substituição dos valores em (3.137):

$$N_{e\_T} = \left( \frac{133,333}{4 \cdot 6,54 \cdot 0,2 \cdot 35 \cdot 10^3} \cdot 10^4 \right) = 7,39. \text{ espiras}$$

Para o projeto, assumiu-se  $N_{e\_T} \cong 8$  espiras para cada enrolamento, tendo em vista que a relação de transformação é unitária. Para o projeto, o fio escolhido é o 21 AWG, por apresentar menor diâmetro em conformidade ao efeito *skin* e flexibilidade. Os dados deste fio são obtidos a partir de [82].

A área de seção de cobre do fio é calculada por (3.138):

$$S_{\text{fio\_T}} = \frac{13,20}{380} = 34,00 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

O número de fios em paralelo é calculado por (3.139):

$$N_{\text{fios\_T}} = \frac{34 \cdot 10^{-3}}{0,004117} \cong 8,25 \text{ espiras}$$



Assumiu-se o número de fios em paralelo igual a  $N_{\text{fios}_T} = 9$ . A partir desta escolha e com base na tabela de [82], encontra-se a área do cobre isolado  $A_{\text{cufio\_iso}}$ .

O fator de utilização da janela do núcleo do transformador trifásico é calculado através de (3.120):

$$k_{u_T} = 2 \cdot \frac{8 \cdot 9 \cdot 0,005004}{15,289} = 0,189.$$

Verifica-se, através do valor do fator de utilização da janela, que a construção física do transformador pode ser realizada.

Na tabela 4.5, é apresentado um resumo dos detalhes de projeto do transformador T.

Tabela 4.5 – Resumo do projeto físico do transformador T

Parâmetro	Valor
Núcleos de ferrite	2 x NC 100/57/25-IP6 1 x NI-100/24/25-IP6
Número de espiras	8
Bitola do fio de cobre	21 AWG
Número de fios em paralelo	9

Fonte: Próprio autor.

### 4.3.3 Dimensionamento dos interruptores $S_1$ , $S_2$ e $S_3$

A tensão máxima sobre o interruptor  $S_1$  é obtida a partir de (3.141), dado por:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = \frac{86}{1-0,57} = 200 \text{ V}$$

O valor eficaz da corrente através do interruptor é encontrado a partir de (3.145); substituindo valores, obtém-se:

$$I_{S1\text{ef}} = \frac{\sqrt{\frac{2 \cdot 7,50^2 \cdot (1+1)^2 \cdot (7 \cdot 0,57 - 13)}{(1-0,57)^2}}}{12} = 12,34 \text{ A}$$

Substituindo valores em (3.146), obtém-se o valor médio de corrente através do interruptor  $S_1$ :

$$I_{S1\text{md}} = \frac{7,67 \cdot (1+1) \cdot (1+0,57)}{6 \cdot (1-0,57)} = 9,13 \text{ A}$$

Para o projeto, adotou-se o interruptor MOSFET IRFP4768PbF devido às suas características de tensão e corrente.

#### 4.3.4 Dimensionamento dos diodos $D_1$ até $D_9$

A tensão reversa máxima nos diodos retificadores escolhidos deve ser superior aos valores calculados a partir de (3.147) e (3.148). Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  apresentam o mesmo valor, assim como para os da ponte ligados ao secundário do transformador estrela – estrela.

$$V_{D1,D2,D3} = \frac{86}{1-0,57} = 200 \text{ V}$$

$$V_{D4...9} = \frac{1 \cdot 86}{1-0,57} = 200 \text{ V}$$

Substituindo valores em (3.149) e (3.150), obtém-se a corrente eficaz e a corrente média através do diodo:

$$I_{D1,2,3ef} = I_{D7,8,9ef} = \frac{7,67}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{1-0,57}} = 3,81 \text{ A}$$

$$I_{D1,2,3md} = I_{D7,8,9md} = \frac{7,67}{3} = 2,5 \text{ A}$$

A corrente eficaz através dos diodos  $D_4$ ,  $D_5$  e  $D_6$  é obtida substituindo valores em (3.151), e a corrente média é igual ao dos diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_7$ ,  $D_8$ ,  $D_9$ .

$$I_{D4,5,6ef} = \frac{\sqrt{\frac{-2 \cdot 7,67^2 \cdot (7 \cdot 0,57 - 5)}{(1-0,57)^2}}}{6} = 4,13 \text{ A}$$

Para os diodos  $D_1$  e  $D_9$ , adotou-se pelo tipo ultrarrápido 30CTH0pbf.

#### 4.3.5 Dimensionamento do snubber dissipativo dos interruptores $S_1$ , $S_2$ e $S_3$

Para este tipo de *snubber*, o capacitor  $C_{SB}$  não é descarregado completamente. Normalmente, adota-se um valor de capacitância superior ou igual a  $C_{SB}=10 \text{ nF}$ .

A energia recebida pelo capacitor do *snubber*  $C_{SB}=10 \text{ nF}$  deve ser dissipada pelo resistor em paralelo com ele [85]. A Figura 4.2 apresenta o esquema de ligação dos *snubber* interligados ao interruptor do circuito.

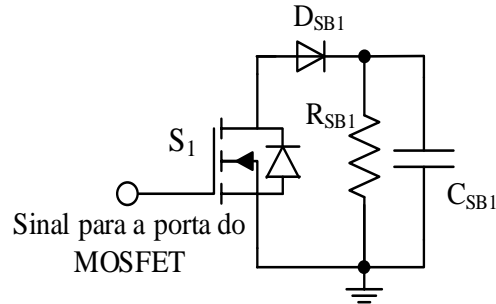
A potência dissipada pelo resistor do *snubber* é obtida pela equação (3.152)

$$P_{Rsn} = \left( \frac{1}{2} 220^2 \cdot 10 \cdot 10^{-9} - \frac{1}{2} 200^2 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \right) \cdot 35000 = 1,47 \text{ W}$$

Substituindo valores em (3.153), obtém-se a potência a ser dissipada pelo resistor do *snubber*:

$$R_{SB} = \frac{V_{CSmax}^2}{P_{Rsb}} = \frac{220}{1.47} \cong 150 \Omega$$

Figura 4.2 – Esquemático dos circuitos *snubbers*



Fonte: Próprio autor.

A potência dissipada pelo resistor do *snubber* é obtida pela equação (3.152)

$$P_{Rsn} = \left( \frac{1}{2} 220^2 \cdot 10 \cdot 10^{-9} - \frac{1}{2} 200^2 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \right) \cdot 35000 = 1,47 \text{ W}$$

Substituindo valores em (3.153), obtém-se a potência a ser dissipada pelo resistor do *snubber*:

$$R_{SB} = \frac{V_{CSmax}^2}{P_{Rsb}} = \frac{220}{1.47} \cong 150 \Omega$$

#### 4.3.6 Dimensionamento do capacitor de saída $C_0$

Para a determinação da capacitância do capacitor  $C_0$ , utiliza-se a equação já descrita anteriormente para a região R2 (3.55).

$$C_0 = \frac{7,5 \cdot (0,57 - \frac{2}{3}) \cdot (3 \cdot 0,57 + (1+1) - 3)}{3 \cdot (0,57 - 1) \cdot \frac{1,5}{100} \cdot 400 \cdot 35000} \cong 2,85 \mu \text{ F}$$

Além da capacitância, para a escolha do capacitor, deve-se observar a sua resistência série equivalente. Devido a esse critério, foram utilizados neste projeto dois capacitores de  $2.2\mu\text{F}/630\text{V}$  *Metallized Polypropylene Film* (MKP) associados em paralelo EPCOS B32656S8225+418. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  atuam como grampeadores naturais de tensão para os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ .

#### 4.4 Considerações finais

Neste capítulo, foram quantificados os esforços de corrente e tensão em todos os componentes do conversor *CC-CC boost* baseado na *CCQE-ATCT*, a fim de dimensionar e especificar os componentes para a montagem do protótipo de 3 kVA.

Também foi apresentado o projeto para a construção dos elementos magnéticos presentes no circuito de potência, em que se pode destacar o transformador trifásico construído a partir de dois núcleos NC 100/57/25 e um núcleo de NI 100/24/25, ambos de material IP6, enrolados de forma intercalada a cada duas voltas o primário com o secundário de cada fase, para minimizar a indutância de dispersão.

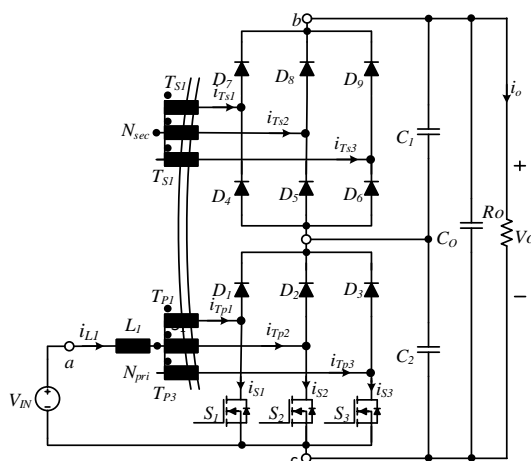
Por fim, foi inserido um *snubber* dissipativo de forma a reduzir as sobretensões nos interruptores, uma vez que os interruptores comutadores possuem tensão máxima terminal dreno-fonte próxima da tensão submetida ao capacitor  $C_1$ .

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

### 5.1 Considerações iniciais

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos em laboratório. Inicialmente, o conversor foi testado via simulação computacional para validar a análise teórica realizada. Em seguida, realizou-se a montagem em laboratório do protótipo e as experimentações práticas para condições específicas de teste. Para os primeiros testes, foi utilizada uma carga resistiva. A fim de verificar o funcionamento e avaliar o desempenho do conversor *CC-CC boost* baseado na *CCQE-ATCT*, um protótipo foi montado e testado. Os componentes utilizados para a montagem do protótipo são apresentados na Tabela 5.1. Os resultados simulados são obtidos pelo programa de simulação PSIM 9.1, com parâmetros obtidos das tabelas do capítulo 4. Os resultados experimentais consistem nas formas de onda de tensão e corrente e também curvas pertinentes que demonstram o desempenho da estrutura proposta. Para facilitar a identificação dos componentes e das variáveis de tensão e corrente envolvidas, a topologia é novamente apresentada na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Conversor *CC-CC boost* baseado na *CCME-ATCT*



Fonte: Próprio autor.

Tabela 5.1 – Componentes principais utilizados na montagem do conversor proposto

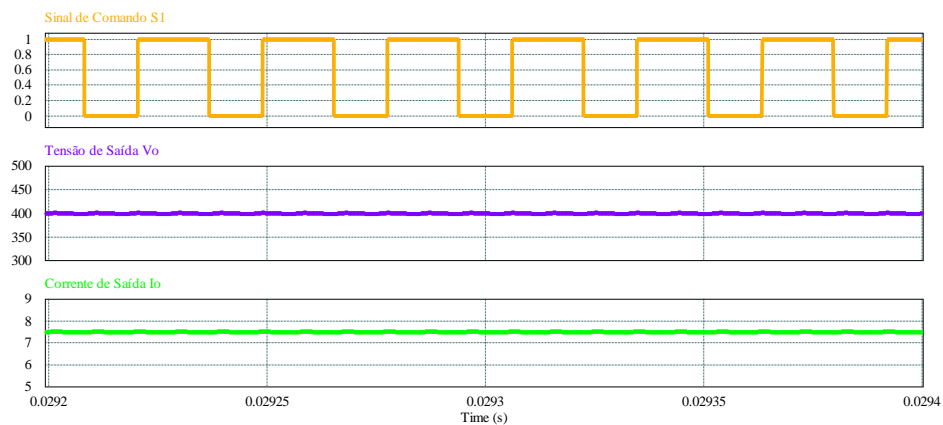
Componente	Especificações
Diodos $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7, D_8, D_9$	30CTH03
Interruptores $S_1, S_2, S_3$	IRFP4768PbF
Indutor $L_1$	$L_1 = 29,63 \mu\text{H}$ ; NEE - NC-65/33/26 (Thornton);
Capacitores $C_0 / C_1$ e $C_2$	02 x 680 $\mu\text{F}$ Eletrolíticos / 2,2nF Poliéster
Transformador Trifásico Y-Y	NEE-NC 100/57/25 e NI-100/24/25 (Thornton)

Fonte: Próprio autor.

### 5.1.1 Resultados de simulação

Na Figura 5.2, são apresentadas algumas das principais formas de onda do conversor para os valores nominais, com o objetivo de validar o projeto proposto. Pode-se verificar os valores da frequência de comutação ( $f_s = 35$  kHz), da razão cíclica ( $D = 0,57$ ), o sinal de comando para o interruptor  $S_1$ , os valores eficazes da tensão (400 V) e corrente na saída (7,5 A) do conversor. A potência ativa obtida foi de 3000 W.

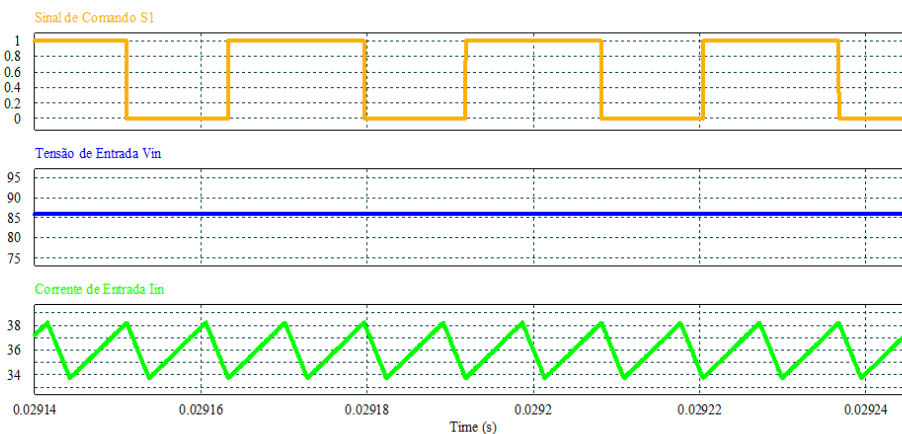
Figura 5.2 – Tensão e corrente de saída do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.3 apresenta a forma de onda o sinal de comando para o interruptor  $S_1$ , da tensão (86 V) simulando um banco de baterias de 8 baterias em série e da corrente de entrada (35 A).

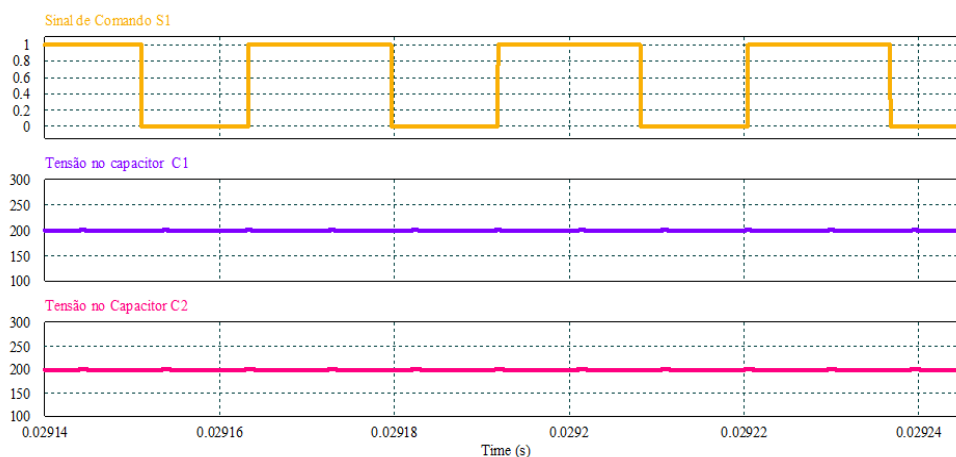
Figura 5.3 – Tensão e a corrente de alimentação do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.4 apresenta as formas de onda do sinal de comando do interruptor  $S_1$  e da tensão sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  (200 V), em que se observa o equilíbrio de tensão nos capacitores para uma relação de transformação unitária.

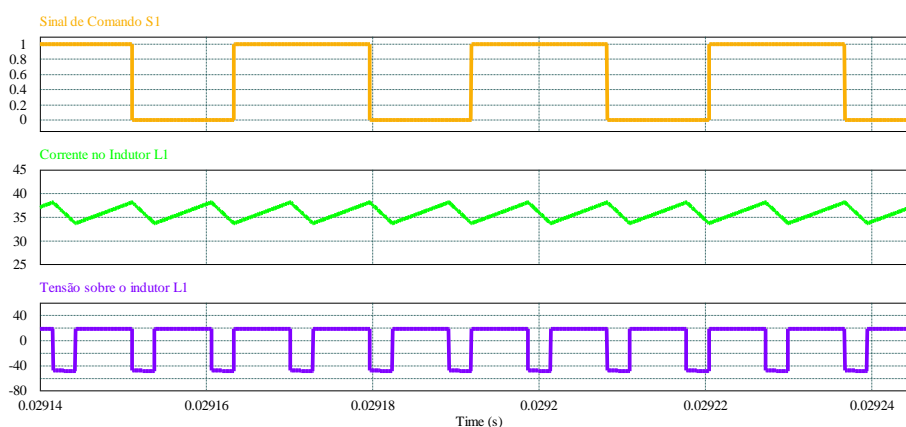
Figura 5.4 – A somatória no barramento de tensão e a tensão sobre os capacitares  $C_1$  e  $C_2$  do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.5 apresenta as formas de onda do sinal de comando do interruptor  $S_1$ , da corrente e da tensão no indutor *boost*  $L_1$ . Pode-se observar que a frequência de operação do indutor *boost* é três vezes a frequência de comutação submetidas aos interruptores.

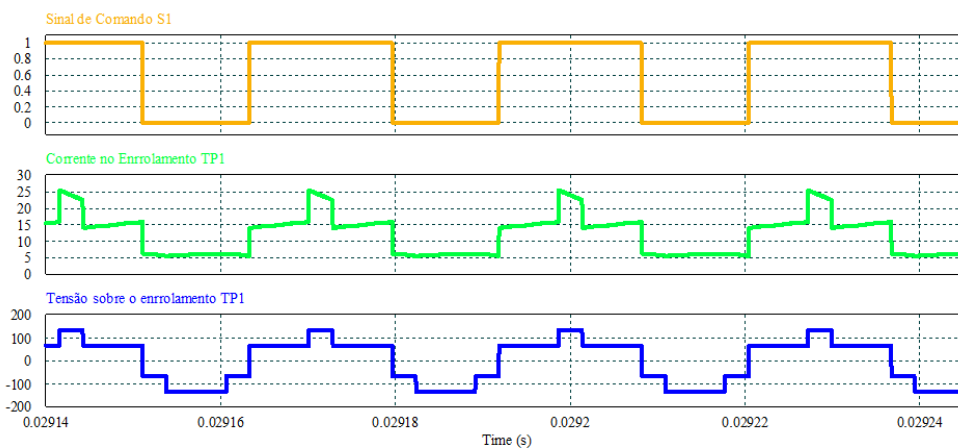
Figura 5.5 – Tensão e a corrente no indutor *boost*  $L_1$  do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.6 apresenta as formas de onda do sinal de comando do interruptor  $S_1$ , e da corrente e da tensão no primário do transformador T.

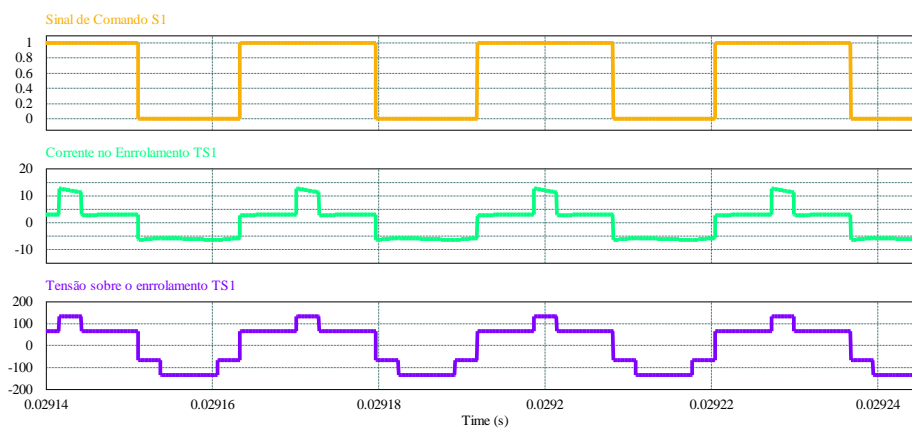
Figura 5.6 – O sinal de comando do interruptor  $S_1$ , a tensão e corrente no primário do transformador trifásico T do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.7 apresenta as formas de onda do sinal de comando do interruptor  $S_1$  para uma razão cíclica  $D=0,57$ , da corrente e da tensão no enrolamento secundário do transformador T.

Figura 5.7 – Tensão e corrente no secundário do transformador trifásico do conversor proposto

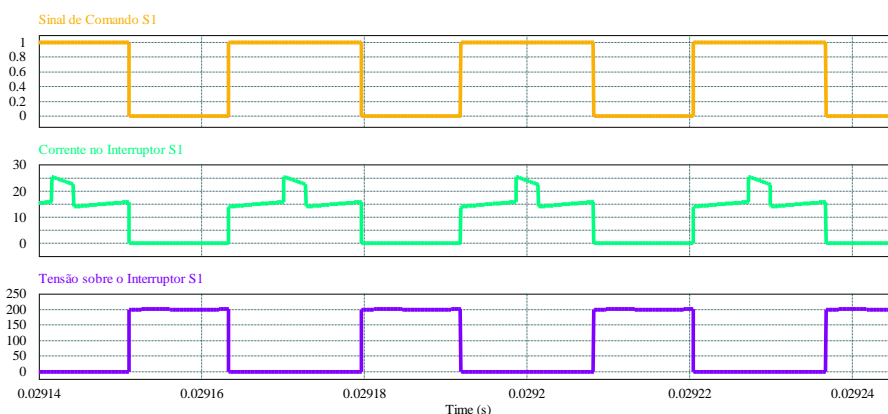


Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.8 apresenta a forma de onda do sinal de comando do interruptor para uma razão cíclica  $D=0,57$ , a tensão e a corrente no interruptor  $S_1$ . A tensão do interruptor  $S_1$  é grampeada na tensão do capacitor  $C_1$ .



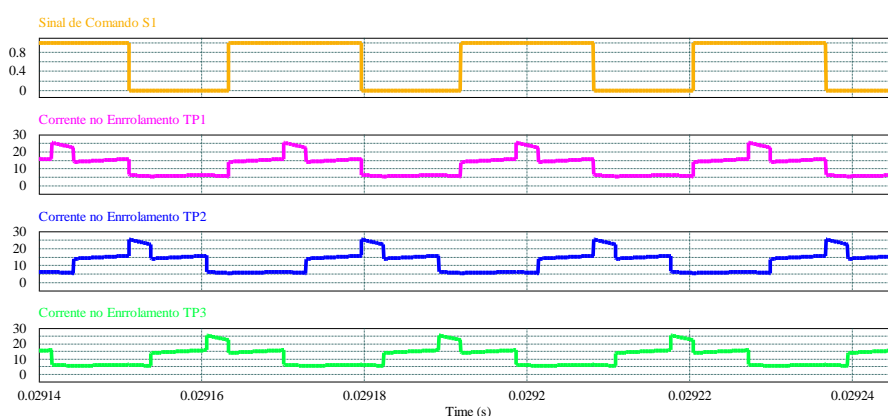
Figura 5.8 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.9 apresenta as formas de onda do sinal de comando do interruptor para uma razão cíclica  $D=0,5$ , e das três correntes dos enrolamentos do primário ( $T_{P1}$ ,  $T_{P2}$  e  $T_{P3}$ ), em que se pode confirmar o desfasamento de  $120^\circ$  entre as correntes de cada fase do transformador T.

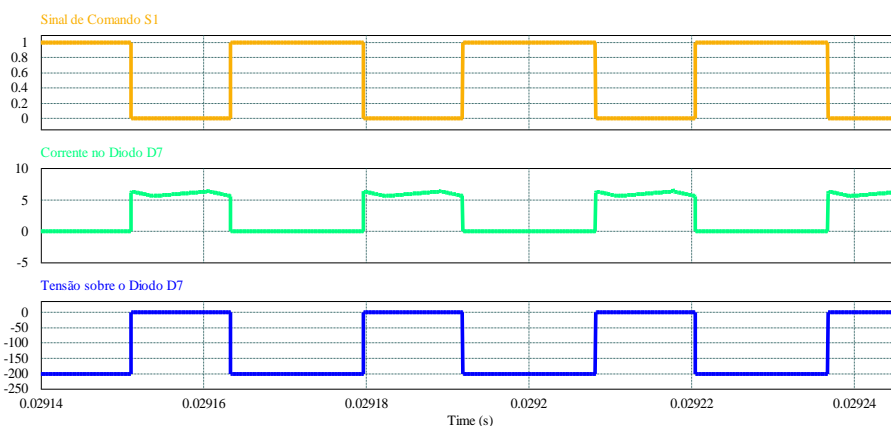
Figura 5.9 – Corrente no indutor *boost* e nos três enrolamentos do primário do transformador T



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.10 apresenta a forma de onda do sinal de comando do interruptor  $S_1$  para uma razão cíclica  $D=0,57$ , da tensão e da corrente no diodo  $D_7$ . Os diodos  $D_7$ ,  $D_8$  e  $D_9$ , apresentam uma tensão reversa de 200V. A soma dessas três correntes provenientes dos diodos é entregue à carga.

Figura 5.10 – Tensão e corrente no diodo D<sub>7</sub> localizado na ponte trifásico que está associada ao secundário do transformador e a sua respectiva corrente

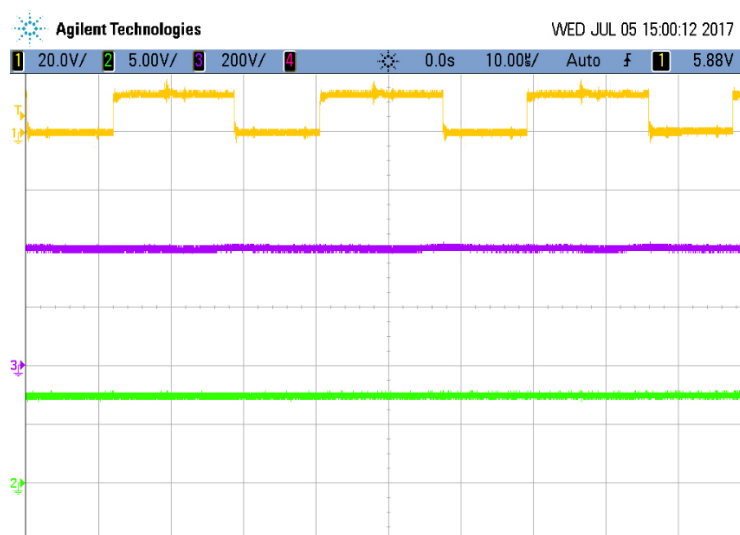


Fonte: Próprio autor.

### 5.1.2 Resultados experimentais

Os resultados obtidos com implementação do protótipo em laboratório são observados a partir da Figura 5.11. Nela se observa a tensão de saída no barramento CC do conversor e a sua respectiva corrente de saída.

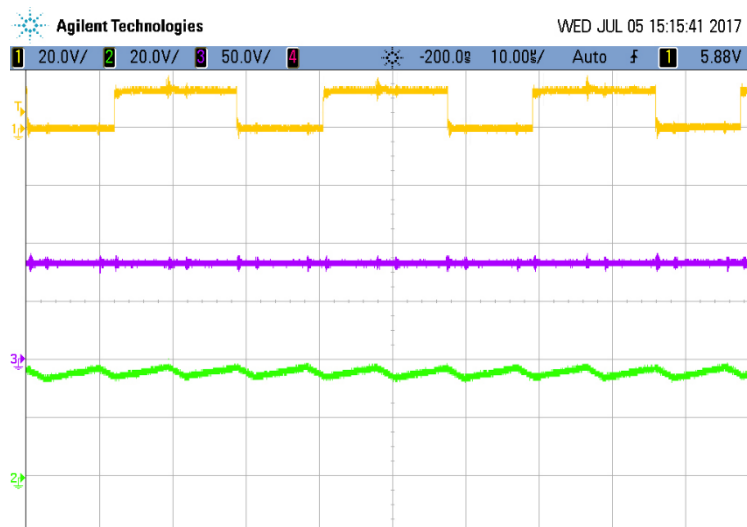
Figura 5.11 – Sinal do comando do interruptor S<sub>1</sub> (CH1) ( 20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div), a tensão de saída (CH3) (200,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) e a corrente CC de saída (CH2) (5,0A/div., 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

As formas de onda apresentadas na Figura 5.12 retratam o sinal do comando do interruptor S<sub>1</sub>, a corrente e a tensão de entrada oriundas da fonte de alimentação, onde o valor da tensão equivale a um banco de 8 baterias em série.

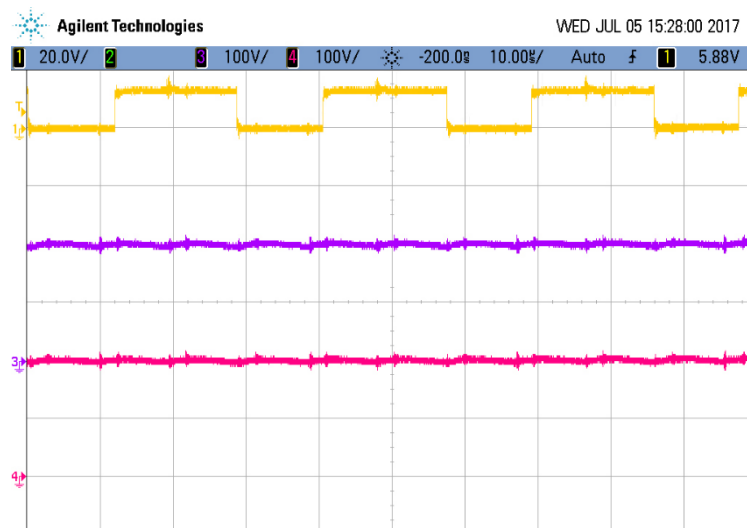
Figura 5.12 – Sinal do comando do interruptor  $S_1$  (CH1) ( 20,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div), a tensão de entrada (CH2) (50,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) e a corrente no indutor  $L_1$  (CH2) (20,0A/div. , 10,0 $\mu$ s/div), do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor.

As tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e a tensão total no barramento CC foram apresentadas na Figura 5.13. Vale ressaltar que as tensões sobre os interruptores são grampeadas pelo capacitor  $C_1$  e que a soma da tensão sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  equivale a tensão do barramento de saída.

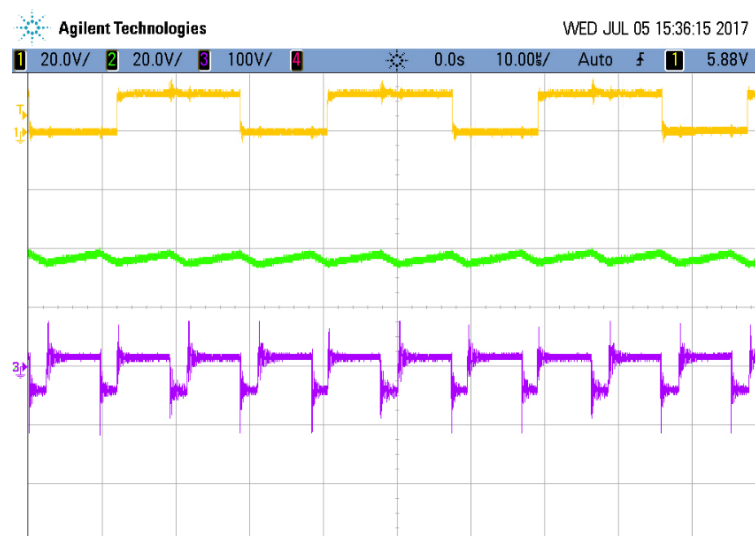
Figura 5.13 – Sinal do comando do interruptor  $S_1$  (CH1) ( 20,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div), e a tensão sobre os capacitores  $C_1$  (CH3) (100,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) e  $C_2$  (CH4) (100,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.14, é mostrada a corrente e a tensão no indutor *boost*  $L_1$ . Nota-se a linearidade da corrente em concordância com a tensão no indutor. Observa-se que indutor *boost*  $L_1$  opera com a frequência de três vezes a frequência de comutação dos interruptores.

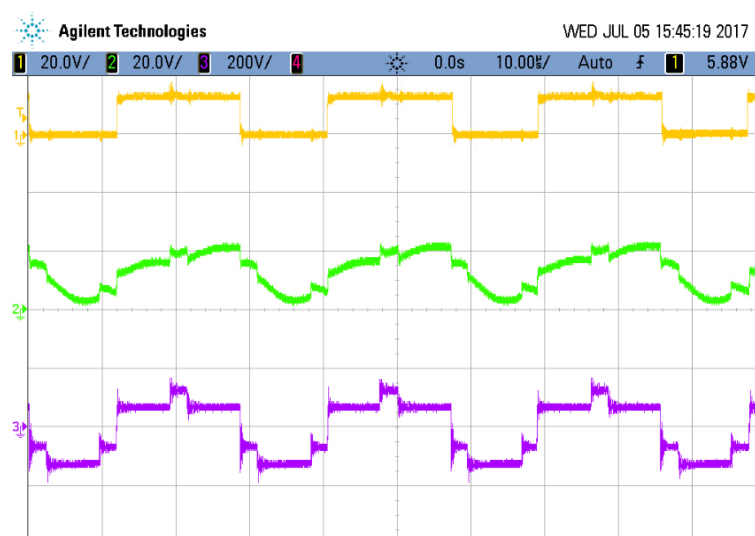
Figura 5.14 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor  $S_1$ , a corrente no indutor *boost*  $L_1$  (CH2) (20,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) e a tensão (CH3) (100,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.15, são mostradas as formas de onda do transformador, sendo mensurada o sinal de comando do interruptor  $S_1$ , a corrente através do enrolamento  $T_{P1}$  do primário do transformador trifásico ligado em estrela – estrela e a sua tensão sobre o enrolamento  $T_{P1}$ . Vale salientar a influência da impedância de dispersão na corrente gerando uma forma de onda ondulada em comparação com a mesma forma de onda obtida dos resultados de simulação.

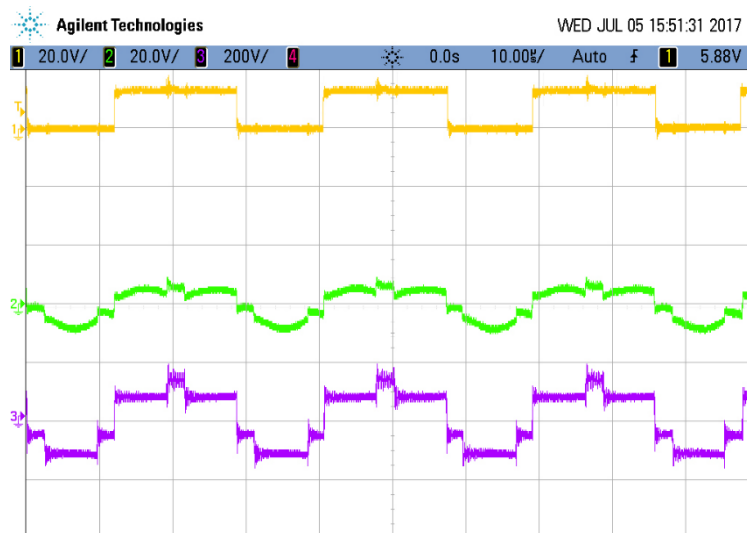
Figura 5.15 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor  $S_1$ , a corrente através os terminais do primário do transformador trifásico (CH2) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) e a sua respectiva tensão (CH3) (200,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.16, observa-se o sinal do comando do interruptor  $S_1$ , a corrente e a tensão no enrolamento secundário do transformador.

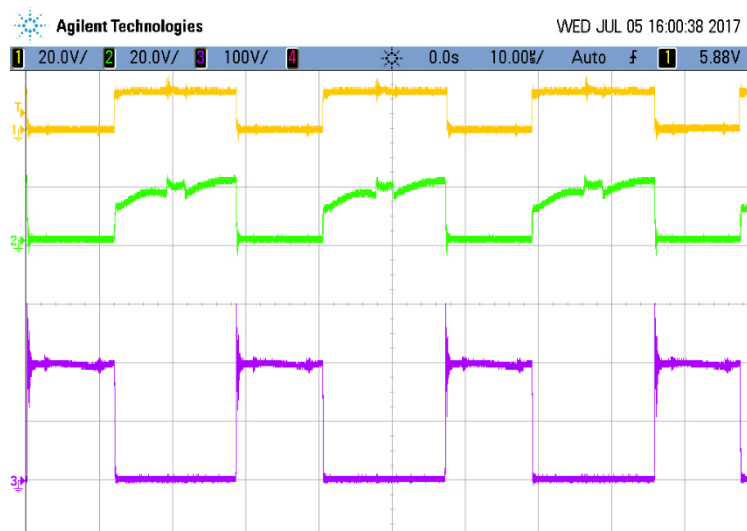
Figura 5.16 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor  $S_1$ , a corrente (CH2) (10,0A/div., 10,0 $\mu$ s/div) e tensão (CH3) (200,0V/div., 10,0 $\mu$ s/div) no secundário do transformador T do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.17, verificam-se o sinal do comando, a corrente e a tensão no interruptor  $S_1$ . O *snubber* grameia a tensão sobre o interruptor  $S_1$  no valor de 300 V, aproximadamente.

Figura 5.17 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor  $S_1$ , a corrente através do interruptor  $S_1$  (CH2) (20,0A/div. , 10,0 $\mu$ s/div) e a tensão sobre o interruptor  $S_1$  (CH3) (100,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto

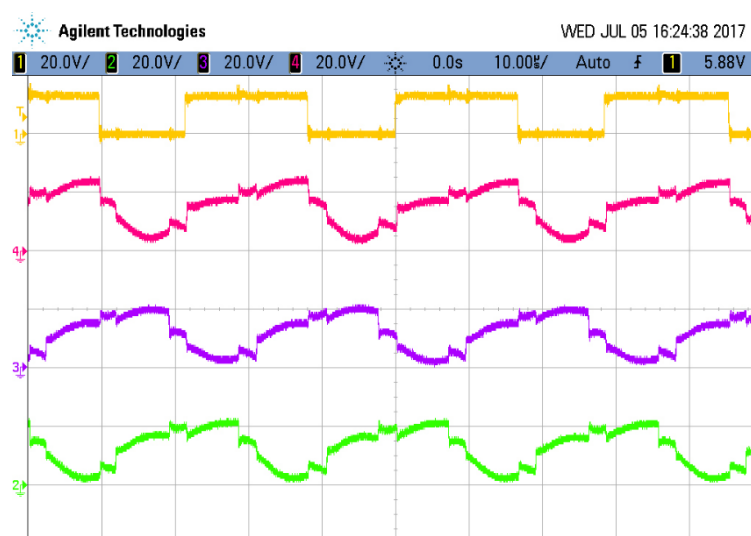


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.18, apresenta o sinal de comando do interruptor  $S_3$  e as correntes através dos enrolamentos do primário do transformador trifásico. Analisando as formas de onda da corrente do primário, verifica-se o defasamento de  $120^\circ$  inerente da topologia trifásica.

Observa-se uma pequena diferença no pico da corrente no enrolamento  $T_{p2}$  em relação aos demais enrolamentos, devido ao núcleo que é construído com o formato longitudinal como apresentado na Figura 3.54.

Figura 5.18 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor  $S_3$  e as correntes através dos três enrolamentos do primário  $T_{p3}$  (CH4),  $T_{p2}$  (CH3),  $T_{p1}$  (CH2) (20,0A/div. , 10,0 $\mu$ s/div).

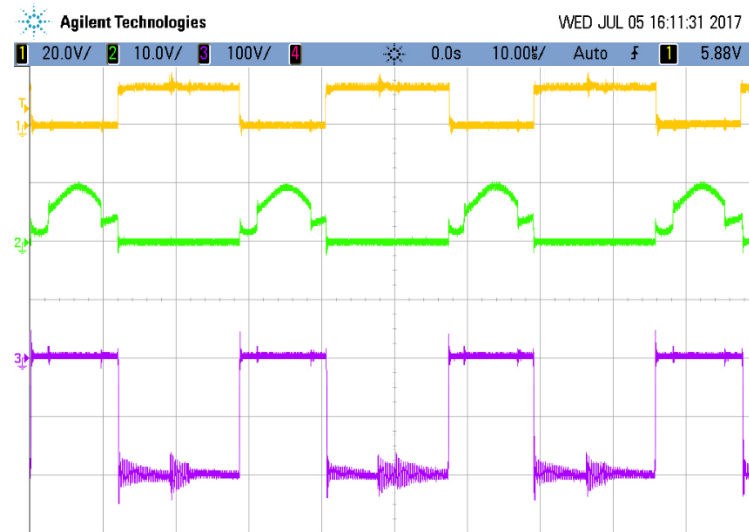


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.19, são apresentadas o sinal de comando do interruptor  $S_1$ , a tensão e a corrente no diodo  $D_7$ , localizado na ponte trifásica que está associada ao secundário do transformador T. A forma de onda do diodo  $D_7$  segue o formato da parcela negativa da forma de onda do secundário do transformador T.

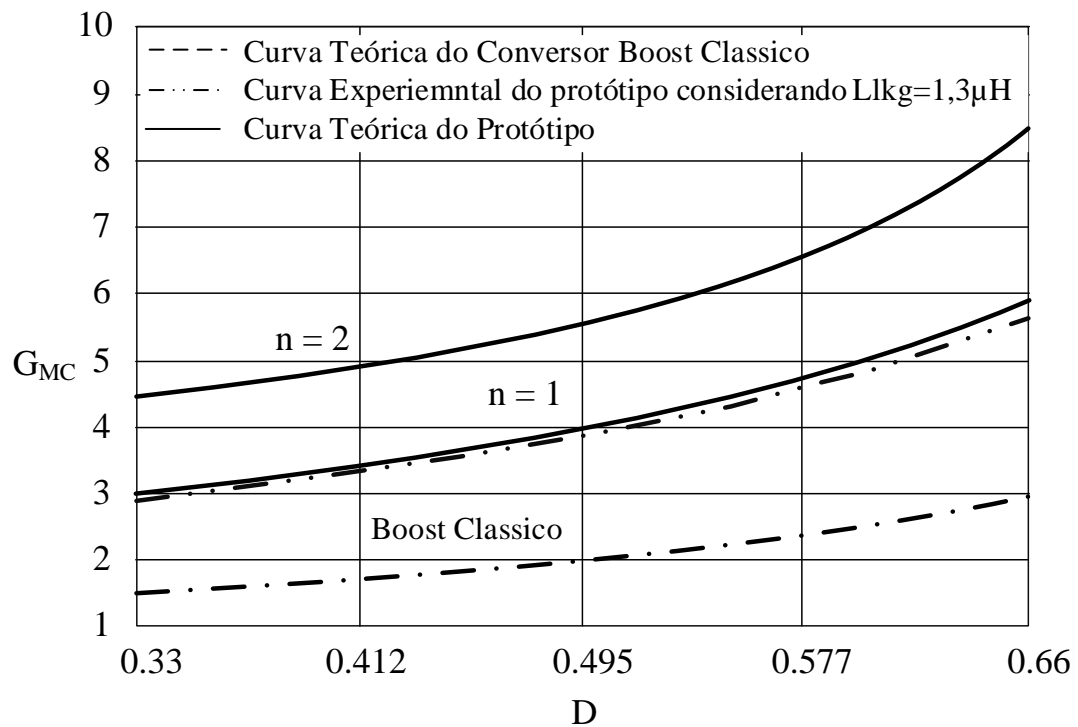
A Figura 5.20 apresenta as curvas teóricas de ganho estático do conversor CC-CC *boost* clássico e do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT para a região R2 para uma relação de transformação  $n=1$  e  $n=2$ , assim como a curva experimental com uma indutância de dispersão do protótipo, nas quais são dadas em função da razão cíclica D.

Figura 5.19 – Sinal de comando (CH1) (20,0V/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do interruptor  $S_1$ , a corrente no diodo  $D_7$ . (CH2) (10,0A/div. , 10,0 $\mu$ s/div) e a tensão no díodo  $D_7$  (CH3) (100,0A/div. , 10,0 $\mu$ s/div) do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor.

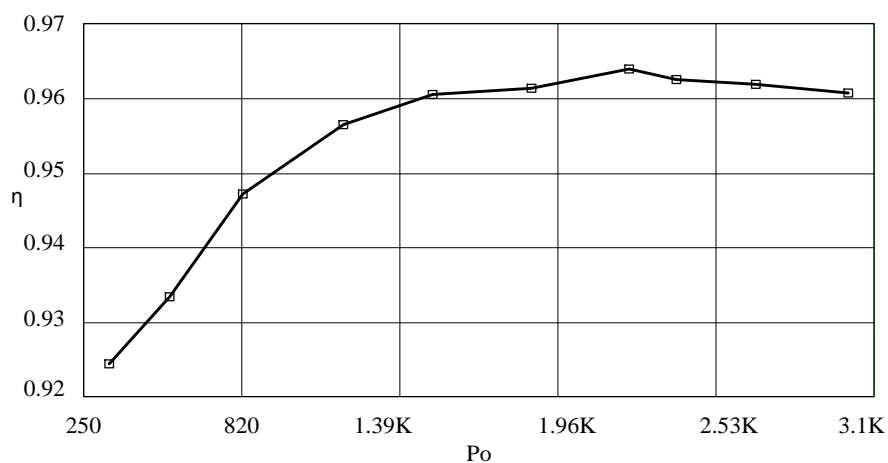
Figura 5.20 – Ganho estático em função da razão cíclica do conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

A figura 5.21 ilustra a curva de rendimento do conversor, em função da potência de saída. Para determinar a curva, a potência de saída foi variada de 10% a 100% da potência nominal, ou seja, de 300W a 3000W.

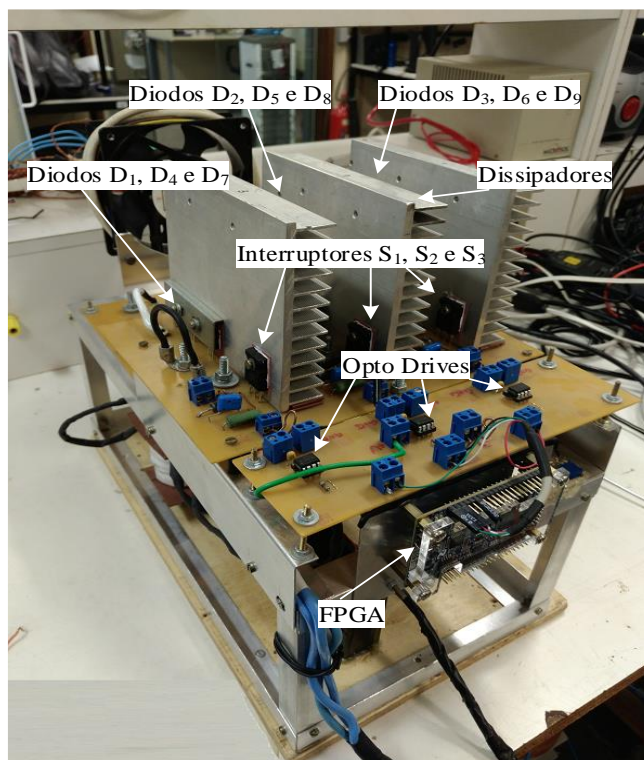
Figura 5.21 – Rendimento do conversor proposto em função da sua potência de saída



Fonte: Próprio autor.

Finalmente, nas Figura 5.22, observam-se as fotografias do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT, com uma vista frontal e uma vista lateral, respectivamente.

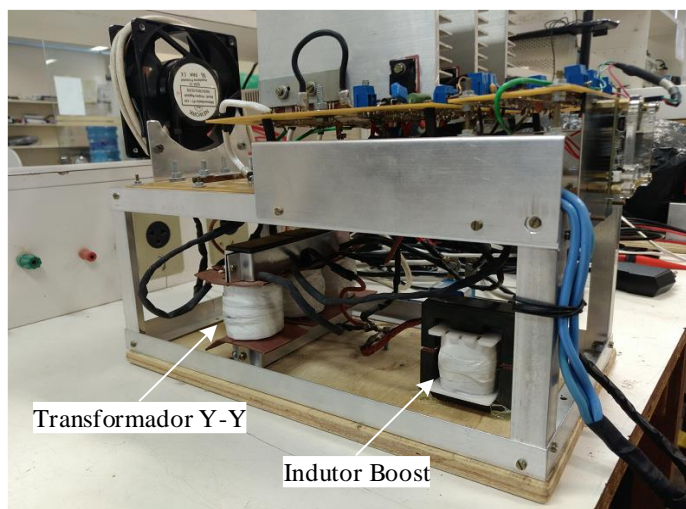
Figura 5.22 – Fotografia do protótipo implementado, (a) vista frontal, (b) e (c) vistas laterais



(a)

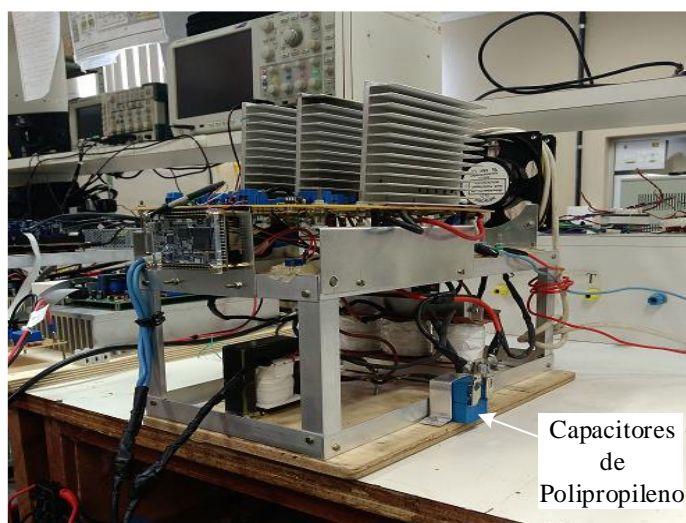
Fonte: Próprio autor.





(b)

Fonte: Próprio autor.



(c)

Fonte: Próprio autor.

## 5.2 Considerações finais

Os resultados de simulação apresentam diversas formas de ondas de tensões e correntes através dos principais componentes passivos e os interruptores que compõem a célula de comutação de múltiplos estados, que validaram o princípio de funcionamento do conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT.

Devido à idealidade do programa empregado como ferramenta computacional de simulação (PSIM), foi possível comparar de forma eficiente os resultados teóricos e de simulação, tendo-se como implicação formas de ondas próximas a experimental. Contudo

devido à indutância de dispersão no transformador as formas de onda da corrente possuem uma deformação leve em relação aos resultados obtidos por simulação. Com relação à análise da comutação dos interruptores, pode-se observar que os resultados de simulação foram condizentes com os resultados esperados.

Os resultados experimentais do protótipo desenvolvido foram apresentados e descritos. Os resultados obtidos validam satisfatória as principais formas de onda teóricas e as obtidas via simulação. Vale ressaltar que a frequência de operação do indutor *boost* é três vezes a frequência de comutação, proporcionando assim a redução do volume e do peso do indutor.

Os valores de potência de saída para os resultados simulados e experimentais foram muito próximos como esperado, e o rendimento para o conversor operando com potência nominal foi também satisfatório, obtendo-se um valor de aproximadamente 96%. Após uma otimização do projeto e usando componentes com tecnologia mais favorável, é possível melhorar o rendimento, principalmente, para aplicações com energias renováveis.

## 6 CONCLUSÃO GERAL

O progresso tecnológico impulsiona uma busca contínua pela evolução da eletrônica de potência, a fim de obter conversores estáticos de alto rendimento, reduzido volume e menores perdas nos processos de conversão de energia.

Neste contexto, existe uma procura por novas topológicas na qual se aplicam diversas técnicas para gerar conversores, entre as quais podemos citar: o paralelismo ou o cascadeamento de conversores, aplicação de diversas células de comutação PWM, conversores CC-CC com sinais PWM multifásicos ATCT. No intuito de contribuir, uma nova família de conversor CC-CC *boost* baseado na CCME-ATCT foi apresentada e, para verificar o princípio de funcionamento, um conversor da família gerada foi projetada e testada em laboratório. Os conversores propostos são uma alternativa para desenvolver sistemas que processam energia elétrica usando módulos fotovoltaicos, geradores eólicos, células a combustível e baterias. Para reproduzir os níveis de tensão comerciais (127Vac, 220Vac, 380Vac), são necessários níveis de tensão contínua de 200V, 400V e 800V. Daí a importância de desenvolver conversores capazes de operar com os níveis de tensão citados.

Logo após a introdução, iniciou-se o trabalho com uma abrangente revisão bibliográfica dos principais assuntos que abordam as diversas técnicas de geração de conversores CC-CC com ampla taxa de conversão de tensão. Foi apresentada a técnica de geração da topologia proposta. Com esta metodologia, foi obtida a (CCQE) a partir do conversor *push-pull* trifásico, desta maneira foi gerado doze novos conversores baseados nos conversores clássicos (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *Cúk*, SEPIC e Zeta), no qual a célula original de dois estados foi substituída pela célula de comutação de múltiplos estados com ampla taxa de conversão de tensão (CCME-ATCT). No qual seis deles possuem transformador ligado em estre-estrela e outros seis ligados em estrela-delta.

O conversor CC-CC *boost* baseado na CCQE-ATCT, gerado a partir das células (CCME-ATCT), foi estudado nos modos de condução contínua, descontínua e crítica para razão cíclica entre (0-0,33; 0,33-0,66; e 0,66-1) para R1, R2 e R3, perfazendo três regiões de operação. A metodologia de projeto, o exemplo de projeto e os resultados experimentais, foram apresentados para o modo de condução contínua de corrente no indutor de entrada e apenas para a região R2. O conversor apresenta um bom desempenho, principalmente no que diz respeito ao rendimento, peso e volume.

Os valores de potência de saída para os resultados simulados e experimentais foram muito próximos, como esperado, e o rendimento para o conversor operando com potência nominal foi na ordem de 96%, considerado satisfatório tocante a conversores CC-CC. Este rendimento pode ser melhorado usando semicondutores de melhor qualidade disponibilizados atualmente pelos fabricantes.

A largura dos pulsos de comando de cada interruptor controlado foi mantida simétrica e com razões cíclicas de mesmo valor e com um desfasamento de  $120^\circ$  entre os braços, isso para que os filtros capacitivos e indutivos operem com o triplo da frequência de comutação. Para a geração dos pulsos de comando dos interruptores foi utilizado um FPGA. Os conversores CC-CC de múltiplos estados com ampla taxa de conversão de tensão tornam-se atrativos para aplicações industriais, onde elevadas correntes são exigidas.

Como uma característica geral de conversores baseados na CCME-ATCT, pode-se destacar que a frequência nos elementos de filtro é dado pelo número de estados menos um vezes a frequência de comutação dos interruptores. Exemplificado no caso das células de comutação de quatro estados com ampla taxa de conversão de tensão (CCQE-ATCT), onde a frequência nos elementos de filtro é três vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores. Desse modo, ao utilizar a célula de comutação de múltiplos estados obtém-se uma significativa redução dos filtros, reduzindo peso e volume e possibilitando a melhora da resposta dinâmica.

Dessa forma, acredita-se que este trabalho atingiu os objetivos propostos, e pode servir de base para outros trabalhos na área de geração de novas topologias de conversores CC-CC e suas aplicações, apresentando uma alternativa de solução para aplicações industriais, nas quais elevadas correntes e ampla taxa de conversão de tensão, com reduzido peso e volume, são necessárias.

Como proposta de pesquisa para trabalhos futuros pode-se citar:

(1).- Aplicação de técnicas de comutação suave nos novos conversores propostos (*buck*, *buck-boost*, *Ćuk*, SEPIC e Zeta) com CCQE-ATCT.

(2).- Estudo e implementação das CCME-ATCT com combinação de outros tipos de ligação de transformadores polifásicos.

(3).- Análise comparativa entre o uso de transformadores polifásicos e o uso de transformadores monofásicos na estrutura.

(4).- Análise do conversor operando no modo bidirecional.

(5).- Modelagem de pequenos sinais dos conversores baseados nas células propostas.

(6).- Aprofundar o estudo de desbalanço de corrente nos circuitos fazendo variações de assimetria de lei de chaveamento e variações na razão cíclica dos sinais PWM dos interruptores.

(7).- Aplicação das células propostas na correção de fator de potência.

(8).- Testar outros materiais magnéticos na construção dos indutores e transformadores, principalmente, núcleos magnéticos amorfos, e lâminas de aço-silício de grão orientado. O indutor que apresenta uma ondulação de alta frequência reduzida pode ser construído com lâminas de aço-silício de grão orientado.

## 6.1 Publicações

Até o presente momento, foram elaborados dois artigos científicos, todos relacionados ao tema da tese de doutorado, conforme apresentamos abaixo:

- De Sousa, J. M., Bastos, G. H. A., Torrico-Bascopé, R. P; Cruz C. M. T. "High voltage gain *buck-boost* DC-DC converter based on Three-State Switching Cell." In: **13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC 2015)**.
- Bastos, G. H. A., De Sousa, J. M., Costa, L. F., Torrico-Bascopé, R. P. "Generation Of DC-DC Converters With Wide Conversion Range Based On The Multistate Switching Cell". **Brazilian Journal Of Power Electronics** March, 2016.

**REFERÊNCIAS**

- [1] BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Edição do Autor. Florianópolis-SC, 2005.
- [2] WHITE, J. L, MULDOON, W. J. Two-inductor *boost* and *buck* converters. In: Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, **PESC 87**, 1987, p. 387-392.
- [3] MEYNARD, T.A., AL HADDAD, K., RAJAGOPALAN, M. V. Soft switching choppers: a study by the equivalent soft switching cell method. **Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering**, v. 15, Nov. 1990.
- [4] GUO, Y., MORCOS, M. M., LUCAS, M. S. P. **On the Canonical Switching Cell for DC-DC Converters**. In: North American Power Symposium Proceedings, Oct. 11-12, 1993, Washington DC, p. 672-681.
- [5] WU, T. F., CHEN, Y. K. Modeling PWM DC/DC Converters out of Basic Converter Units. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 13, n. 5, p. 870-881, Sep. 1998.
- [6] LANDSMAN, E. E. A Unifying Derivation of Switching DC-DC Converter Topologies. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 79**, June 18-22, 1979, San Diego, p. 239-243.
- [7] V. Vorpérian, Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Parts I & II: Continuous and Discontinuous Conduction Modes, **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, vol. 26, no. 3, pp. 490-496, May 1990.
- [8] N. R. M. Rao. A Unifying Principle Behind Switching Converters and Some New Basic Configurations, **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, vol. CE-26, Feb. 1980.
- [9] PIETKIEWICZ, A., TOLLIK, D. Systematic Derivation of Two-State Switching DC-DC Converter Structures. In: **Telecommunications Energy Conference International**, 1984, p. 473-477.
- [10] TOLBERT, L. M., PENG, F. Z., FAISAL, H. Khan, SHENGNAN, L. Switching Cells and Their Implications for Power Electronic Circuits. In: **Power Electronics and Motion Control Conference**, 2009.
- [11] BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Célula de Comutação de Três Estados**. Florianópolis, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [12] TOFOLI, F. L., PAULA, W. J., OLIVEIRA JR., D. S. D. C. PEREIRA. Survey on Non-Isolated High-Voltage Step-Up DC-DC Topologies Based on the *Boost* Converter. In: **IET Power Electronics** (Print), v. 8, n. 10, p. 2044–2057, Oct. 2015.
- [13] Wuhua L., Xiangning H. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. In: **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, Apr. 2011.
- [14] HUBER, L., JOVANOVIĆ, M. M. A design approach for server power supplies for networking applications. In: Proc. **IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition**, 2000, p. 1163–1169.
- [15] FIGUEIREDO, J. P. M., TOFOLI, F. L., ALVES, R. L. Comparison of nonisolated dc-dc converters from the efficiency point of view. In: Proc. **Brazilian Power Electronics Conf.**, 2011, p. 14-19.
- [16] XIAOGANG, F., JINJUN, L., LEE, F. C. Impedance specifications for stable dc distributed power systems. **IEEE Trans. on Power Electron.**, v. 17, n. 2, p. 157–162, 2002.
- [17] NOVAES, Y. R., RUFER, A., BARBI, I. A new quadratic, three-level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications. In: **Proc. Power Conversion Conference.**, 2007, p. 601–607.
- [18] LIN, B. R., LU, H. H. Single-phase three-level PWM rectifier. In: **Proc. IEEE APEC99**, 1999, p. 63-68.
- [19] SA, F. de, RUIZ-CABALLERO, D., MUSSA, S. A new dc-dc double *boost* quadratic converter. In: **15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, 2013, p. 1-10.
- [20] BARRETO, L. H. S. C., COELHO, E. A. A., FARIAS, V. J., VIEIRA JR, J. B. An optimal lossless commutation quadratic pwm *boost* converter. In: Seventeenth Annual **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002**, 2002, v. 2, p. 624-629.
- [21] BARRETO, L. H. S. C., COELHO, E.A.A., FARIAS, V.J., DE OLIVEIRA, J.C., DE FREITAS, L.C., VIEIRA, J.B.. A quasi-resonant quadratic *boost* converter using a single resonant network. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n.2, p.5 52-557, April 2005.
- [22] XIAOGANG, F., JINJUN, L., LEE, F.C.: Impedance specifications for stable dc distributed power systems, **IEEE Trans. Power Electron.**, 2002, v. 17, n. 2, p. 157-162.



- [23] LI, W., XIAO, J., WU, J., LIU, J., HE, X. Application summarization of coupled inductors in dc/dc converters. In: Proc. **Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, 2009**, p. 1487-1491.
- [24] CHEN, Z., ZHOU, Q., XU, J. Coupled-inductor *boost* integrated flyback converter with high-voltage gain and ripple-free input current. **IET Power Electron.**, 2015, v. 8, n. 2, p. 213–220.
- [25] ZHAO, Q., LEE, F.C. High-efficiency, high step-up dc–dc converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, 2003, v. 18, n. 1, p. 65-73.
- [26] SILVA, F. S. F. et al. High gain dc-dc *boost* converter with a coupling inductor. In: **Proc. Brazilian Power Electronics Conf., 2009**, p. 486–492.
- [27] KEUM, M.-H., CHOI, Y., HAN, S.-K. High efficiency voltage-clamped coupled-inductor *boost* converter. **Proc. Thirty-Ninth IEEE Proc. Industrial Electronics Society**, 2013, p. 828–833.
- [28] ROSAS-CARO, J.C., RAMIREZ, J.M., PENG, F.Z., VALDERRABANO, A.: ‘A dc-dc multilevel boost converter’ , **IET Power Electron.**, 2010, 3, (1), pp. 129–137
- [29] TANG, Y., WANG, T., HE, Y. A switched-capacitor-based active-network converter with high voltage gain. **IEEE Trans. Power Electron.**, 2014, p. 2959–2968.
- [30] TSENG, K. C., LIANG, T. J. Novel high-efficiency step-up converter. **IEE Proc., Electr. Power Appl.**, 2004, v. 151, n. 2, p. 182–190.
- [31] ANDRADE, A. M. S. S., DREHER, J.R., MARTINS, M. L. S. ,High step-up integrated DC-DC converters: methodology of synthesis and analysis. In: **Proc. Brazilian Power Electronics Conf., 2013**, p. 50–57.
- [32] TSENG, K.-C., LIN, J.-T., CHENG, C.-A. An integrated derived *boost-flyback* converter for fuel cell hybrid electric vehicles. In: **Proc. First Int. Future Energy Electronics Conf., 2013**, p. 283–287.
- [33] ABUTBUL, O., GHERLITZ, A., BERKOVICH, Y., IOINOVICI, A. *Boost* converter with high voltage gain using a switched capacitor circuit. In: **Proc. Int. Symp. on Circuits and Systems, 2003**, p. III-296–III-299.
- [34] AQUINO, R.N.A.L.S., TOFOLI, F.L., PRAÇA, P.P., OLIVEIRA, D.S. Jr., BARRETO, L.H.S.C.: Soft switching high-voltage gain dc–dc interleaved *boost* converter, **IET Power Electron.**, 2015, 8, (1), pp. 120–129.

- [35] CHAO, K.-H., YANG, M.-S. High step-up interleaved converter with soft-switching using a single auxiliary switch for a fuel cell system. **IET Power Electron.**, 2014, 7, (11), pp. 2704–2716.
- [36] YUNGTAEK, J., JOVANOVIĆ, M.M. New two-inductor *boost* converter with auxiliary transformer. **IEEE Trans. Power Electron.**, 2004, v. 19, n. 1, p. 169–175.
- [37] PAN, C.-T., CHUANG, C.-F., CHU, C.-C. A novel transformer-less adaptable voltage quadrupler dc converter with low switch voltage stress. **IEEE Trans. on Power Electron.**, 2014, v. 29, n. 9, p. 4787–4796.
- [38] GULES, R., PflTSCHER, L. L., Franco, L.C.: An interleaved *boost* dc–dc converter with large conversion ratio. **Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics**, 2003, p. 411–416.
- [39] ZHOU, L.-W., ZHU, B.-X., LUO, Q.-M., CHEN, S. Interleaved non-isolated high step-up dc/dc converter based on the diode-capacitor multiplier. **IET Power Electron.**, 2014, v. 7, n. 2, p. 390–397.
- [40] GIRAL, R., MARTINEZ–SALAMERO, L., LEYVA, R., MAIXE, J.: Sliding–mode control of interleaved *boost* converters. **IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.**, 2000, v. 47, n. 9, p. 1330–1339.
- [41] PRUDENTE, M. R., PflTSCHER, L. L., EMMENDOERFER, G., ROMANELI, E. F., GULES, R., Voltage multiplier cells applied to non-isolated converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, 2008, v. 23, n. 2, p. 871–887.
- [42] HENN, G. A. L., SILVA, R. N. A. L., PRAÇA, P. P., BARRETO, L. H. S. C., OLIVEIRA, D. S. Jr., Interleaved-*boost* converter with high voltage gain. **IEEE Trans. on Power Electron.**, 2010, v. 25, n. 11, p. 2753–2761.
- [43] LAI, C. M., PAN, C. T., CHENG, M. C. High-efficiency modular high step-up interleaved *boost* converter for dc-microgrid applications. **IEEE Trans. on Ind. Appl.**, 2012, v. 48, n. 1, p. 161–171.
- [44] TOFOLI, F. L., OLIVEIRA, D. S. Jr., TORRICO-BASCOPE, R. P., ALCAZAR, Y. J. A. Novel nonisolated high-voltage gain dc–dc converters based on 3SSC and VMC. **IEEE Trans. on Power Electron.**, 2012, v. 27, n. 9, p. 3897–3907.
- [45] ALCAZAR, Y. J. A., OLIVEIRA, D. S. Jr., TOFOLI, F. L., TORRICO-BASCOPE, R. P. Dc–dc nonisolated *boost* converter based on the three-state switching cell and voltage multiplier cells. **IEEE Trans. on Ind. Electron.**, 2013, v. 60, n. 10, p. 4438–4449.
- [46] ARAUJO, S. V., TORRICO-BASCOPE, R. P., TORRICO-BASCOPE, G. V., MENEZES, L. Step-up converter with high voltage gain employing three-state

- switching cell and voltage multiplier. In: **Proc. Power Electronics Specialists Conf., 2008**, p. 2271–2277.
- [47] TORRICO-BASCOPE, R.P., COSTA, L.F., TORRICO-BASCOPE, G.V. Generation of new nonisolated high voltage gain DC-DC converters. In: **Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International**.
- [48] COSTA, L. F., BASCOPE, R. P. T., BASCOPE, G. V. T., SOUSA, G. J. M., CACAU, R. G. A. A high voltage gain SEPIC converter based on three-state switching cell. In: **9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2010**, p. 1-6.
- [49] BASCOPE, G. V. T., BASCOPE, R. P. T., OLIVEIRA, Jr., D. S., ANTUNES, F. L. M., ARAÚJO, S. V., BRANCO, C. G. C.: A high step-up dc-dc converter based on three-state switching cell. In: **Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics, 2006**, p. 998-1003.
- [50] ARAUJO, S.V., TORRICO-BASCOPE, R. P., TORRICO-BASCOPE, G. V. Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell Industrial Electronics. **IEEE Transactions on Year, 2010**, v. 57, n. 6, p. 1987-1997.
- [51] CAJAZEIRAS S, G., TOFOLI, F. L., SANTOS BEZERRA, L. D., TORRICO-BASCOPE, R. P. A nonisolated dc-dc *boost* converter with high voltage gain and balanced output voltage. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, 2014, p. 6739–6746
- [52] BARRETO, L. H. S. C., PRAÇA, P. P., OLIVEIRA, D. S., SILVA, R. N. A. L. High-voltage gain *boost* converter based on three-state commutation cell for battery charging using PV panels in a single conversion stage. **IEEE Trans. Power Electron.**, 2014, p. 150-158.
- [53] OLIVEIRA, E. F., HERTZ, G. A. T., GINO, M. C., TORRICO-BASCOPE, R. P. Magnetically coupled bidirectional DC-DC converter based on the three state switching cell. In: **Proc. Brazilian Power Electronics Conf., 2009**, p. 679–685
- [54] DWARI, S; PARSA, L An Efficient High-Step-Up Interleaved DC–DC Converter With a Common Active Clamp. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 26, no. 1, january 2011
- [55] WONG, L. P., CHENG, D. K. W., CHOW, M. H. L. Interleaved Three-Phase Forward Converter Using Integrated Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 52, n. 5, p.1246-1260, Oct. 2005.

- [56] PRUDENTE, M., PFITSCHER, L. L., EMMENDOERFER, G., ROMANELI, E. F., GULES, R. Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC–DC Converters **IEEE Transactions on Power Electronics Year: 2008**, Volume: 23, Issue: 2 Pages: 871 - 887
- [57] REVATHI, S. B., PRABHAKAR, M. Transformerless high-gain DC–DC converter for microgrids **IET Power Electronics Year: 2016**, Volume: 9, Issue: 6 Pages: 1170 - 1179.
- [58] BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Célula de Comutação de Três Estados**. Florianópolis, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [59] BASCOPE, G. V. T., BARBI, I. Generation of Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cell. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual**, Volume: 2, 18-23 June 2000. p. 858 – 863.
- [60] BALESTERO, J. P. R., TOFOLI, F. L., TORRICO-BASCOPE, G. V., DE SEIXAS, F. J. M. A DC–DC Converter Based on the Three-State Switching Cell for High Current and Voltage Step-Down Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Jan. 2013.
- [61] BASCOPE, G. V. T., BARBI, I. **Novo Conversor Elevador CC-CC PWM Não Isolado com Célula de Três Estados de Comutação**. In: CBA 2000 - Congresso Brasileiro de Automática. Anais. Florianópolis, setembro 2000. p 778-783.
- [62] PERACA, M. T., BARBI, I. The Generation of DC-DC Converters using new Three-Terminal Multiple-State Cells. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. IEEE 36th**
- [63] JUNG-GOO, Cho; JU-WON, Baek; GEUN-HIE, Rim; LOURI, Kang. Novel Zero-Voltage-Transition PWM Multiphase Converters. **IEEE Trans. on Power Electr.**, v. 13, n. 1, p.152-159, Jan. 1998.
- [64] SHIN, H.-B., JANG, E.-S., PARK, J.-G., LEE, H.-W, LIPO, T.A. Generalized steady-state analysis of multiphase interleaved *Boost* converter with coupled inductors. **IEE Proc.-Electr. Power Appl.**, v. 152, n. 3, p.584-594, May 2005.
- [65] SHIN, H.-B., JANG, E.-S., PARK, J.-G., LEE, H.-W, LIPO, T.A. Small- signal analysis of multiphase interleaved *boost* converter with coupled inductors. **IEE Proc.-Electr. Power Appl.**, v.152, n. 5, p. 1161-1170, Sept. 2005.

- [66] LI, W., ZHAO, Y., DENG, Y., HE, X. Interleaved Converter with Voltage Multiplier Cell for High Step-Up and High- Efficiency Conversion. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 25, n. 9, p. 2397-2408, set. 2010.
- [67] YOON, C., KIM, J., CHOI, S. Multiphase DC-DC Converters Using a *Boost*-Half-Bridge Cell for High-Voltage and High-Power Applications. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v.1.26, n. 2, p. 381-388, Feb. 2011.
- [68] HENN, G. A. L.; BARRETO, L. H. S. C.; OLIVEIRA, D. S. Jr., DA SILVA, E. A. S. A Novel Bidirectional Interleaved *Boost* Converter with High Voltage Gain. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008, APEC 2008**, p. 1589-1594.
- [69] MCLYMAN, C. Wm. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**, Third Edition. New York CRC Press, 2004.
- [70] BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 1ª edição revisada, Florianópolis, 2000.
- [71] BASCOPE, R.P.T., PERIN, A. J. **O Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência**. Porto Alegre: Sagra Luzzatto, 1997.