

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Antônio Manuel Santos Spencer Andrade**

**MICROINVERSORES BASEADOS NA TOPOLOGIA MEIA-PONTE  
ISOLADA ALIMENTADA EM CORRENTE**

**Santa Maria, RS  
2018**

**Antônio Manuel Santos Spencer Andrade**

**MICROINVERSORES BASEADOS NA TOPOLOGIA MEIA-PONTE ISOLADA  
ALIMENTADA EM CORRENTE**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins**

**Santa Maria, RS  
2018**

Andrade, António Manuel Santos Spencer  
Microinversores baseados na topologia meia-ponte  
isolada alimentada em corrente / António Manuel Santos  
Spencer Andrade – 2018

Orientador: Mário Lúcio da Silva Martins  
Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria,  
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Engenharia elétrica 2. Eletrônica de Potência. 3. Energias  
renováveis. 4. Conversores CC-CC 5. Conversor CC-CA 6.  
Microinversor. I. Mário Lúcio da Silva Martins II.  
Microinversores baseados na topologia meia-ponte alimentada  
em corrente.

---

© 2018

Todos os direitos autorais reservados a António Manuel Santos Spencer Andrade. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: GEPOC – CT Anexo B Av. Roraima nº 1000, Camobi, Santa Maria, RS. CEP: 97105-900

Fone (051)54 991462413; E-mail: antoniom.spencer@gmail.com

**Antônio Manuel Santos Spencer Andrade**

**MICROINVERSORES BASEADOS NA TOPOLOGIA MEIA-PONTE ISOLADA  
ALIMENTADA EM CORRENTE**

Tese apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em **Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 25 de Julho de 2018:

---

**Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Jumar Luís Russi, Dr. (UNIPAMPA)**

---

**Jonatan Rafael Rakoski Zientarski, Dr. (IFC)**

---

**Álysson Raniere Seidel, Dr. (UFSM)**

---

**Leandro Roggia, Dr. (UFSM)**

**SANTA MARIA, RS  
2018**

Dedico este trabalho,  
aos meus pais Fátima e António,  
as minhas filhas Melissa e Júlia,  
à minha esposa e amiga Susana,  
e aos meus irmãos Helder, Hernani, Ira e Analissa

## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Fátima e António, pelo amor, amizade, educação e confiança.

À minha esposa Susana e a nossas filhas Melissa e Júlia, pelo amor, amizade, apoio, incentivo e companheirismo.

Aos meus irmãos Helder, Hernani, Ira e Analissa, pela amizade, apoio, incentivo.

Um especial agradecimento a uma das pessoas que mais admiro na vida Adriano Inocêncio.

Ao meu orientador Mário Martins pela excelente orientação, Foram três anos de conversas, reuniões, pesquisa que contribuíram na elaboração desse trabalho, e principalmente para o meu crescimento pessoal e profissional.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo conhecimento transmitido ao longo deste trabalho.

Aos meus amigos e colegas do GEPOC pelas conversar e discussões que ajudaram e muito na realização desse trabalho.

A Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) que proporcionaram toda estrutura para realização deste trabalho. Agradeço à Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) pela bolsa de estudos.

## RESUMO

### MICROINVERSORES BASEADOS NA TOPOLOGIA MEIA-PONTE ISOLADA ALIMENTADA EM CORRENTE

AUTOR: António Manuel Santos Spencer Andrade

ORIENTADOR: Mário Lúcio da Silva Martins

O Microinversor é um inversor dimensionado para atender painéis solares individualmente, usualmente composto por dois estágios, um estágio CC-CC e outro estágio CC-CA. Para o primeiro estágio do microinversor com *link* CC, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente foi escolhido devido às suas características. Tais como, menor número de componentes, simplicidade de operação e maior ganho de tensão. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente foi analisado em relação ao princípio de funcionamento, o ganho estático, esforços de tensão e corrente, estimativa de perdas e rendimento estimado. Para melhorar o desempenho do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, técnicas de circuitos elevadores de tensão foram avaliadas e associadas no conversor. Dessa forma, quatro topologias elevadoras de tensão foram propostas e avaliadas. Em relação ao estágio CC-CA do Microinversor, o conversor adotado é o *buck* com *unfolding*, e foram analisados o princípio de funcionamento, a modelagem, o controle, a estimativa de perdas e a metodologia de projeto desses conversores. Além disso, uma pequena modificação no circuito fez com que essa topologia apresentasse um filtro *LCL*, o que é um atrativo para sistemas conectados na rede elétrica. Por fim, para validar as análises teóricas, cinco protótipos de 200 W foram avaliados experimentalmente no laboratório. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresentou melhores características dentre todos os conversores CC-CC elevadores de tensão. O objetivo principal do estágio CC-CA é fornecer energia à rede elétrica de acordo com as normas, e os resultados experimentais comprovaram esse objetivo. Por fim, o microinversor baseado nas topologias meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão e *buck* com *unfolding* foi o que alcançou melhor desempenho.

**Palavras-chave:** Engenharia elétrica, eletrônica de potência, energias renováveis, conversores CC-CC, conversor CC-CA, microinversor

## ABSTRACT

### MICROINVERTERS BASED ON ISOLATED CURRENT-FED HALF-BRIDGE

AUTHOR: António Manuel Santos Spencer Andrade

ADVISOR: Mário Lúcio da Silva Martins

The Microinverter is an inverter sized to meet individual solar panels, usually consisting of two stages, one DC-DC stage and another CC-AC stage. For the first stage of the DC link microinverter, the isolated current-fed half-bridge converter was chosen because of its characteristics. Such as, lower number of components, simplicity of operation and higher voltage gain. The isolated current-fed half-bridge inverter was analyzed for the operating principle, static gain, voltage and current stresses, estimated losses and efficiency. To improve the performance of the isolated current-fed half-bridge converter, high voltage gain circuit techniques were evaluated and associated in the converter. In this way, four high step-up topologies are proposed and evaluated. In relation to CC-CA stage, the adopted converter is the buck with unfolding. The principle of operation, modeling and control, power losses estimation and design methodology of this converter are analyzed. In addition, a small modification in the circuit caused this topology to present an *LCL* filter, which is an attractive for systems connected in the grid tie. Finally, to validate the theoretical analyzes, five prototypes of 200 W are evaluated experimentally in the laboratory. The Microinverter based on isolated current-fed half-bridge with Cockcroft-Walton cell voltage multiplier presented better features among all DC-DC converters. On the other hand, the results of the CC-CA stage validated achieved the main objective of supplying power to the grid according to standard. Finally, the microinverter based on isolated current-fed half-bridge with Cockcroft-Walton cell and buck with unfolding is the one that achieved better performance.

**Palavras-chave:** Electrical engineering, power electronics, renewable energy, DC-DC converters, DC-AC converter, microinverter.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Arquiteturas de sistemas fotovoltaicos descentralizados .....	19
Figura 2 – Exemplo de arquitetura de Módulo Integrado CA .....	22
Figura 3 – Conversor CC-CC elevador de tensão meia-ponte isolado alimentado em corrente (CHIU, LO, <i>et al.</i> , 2013; JIANG, CAO, <i>et al.</i> , 2012; ALMASOUDI, ALATAWI, <i>et al.</i> , 2016) .....	28
Figura 4 – Conversor CC-CC elevador de tensão tipo <i>fl</i> .....	29
Figura 5 – Conversor CC-CC elevador de tensão tipo <i>push pull</i> (FELGEMACHER, JAGER, <i>et al.</i> , 2014).....	30
Figura 6 – Comparação do ganho de tensão dos conversores CC-CC elevadores de tensão (a) Razão Cíclica vs Ganho de Tensão para $N = 1$ ; (b) Razão Cíclica vs Ganho de Tensão para $N = 3$ ;.....	31
Figura 7 – Técnicas de circuitos elevadoras de tensão que podem ser associadas na entrada de um conversor CC-CC. (a) indutor chaveado ( <i>IC</i> ). (b) indutor chaveado e <i>super-lift</i> ( <i>ICSL</i> ). (c) <i>reduced redundant power processing</i> ( <i>R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> ). (d) <i>QZ-source</i> . .....	33
Figura 8 – Comparação do Ganho de Tensão das técnicas de circuitos que podem ser associados na entrada do conversor CC-CC .....	37
Figura 9 – Técnicas de circuitos elevadoras de tensão que podem ser associadas na saída de um conversor CC-CC. (a) retificador de meia onda com um dobrador de tensão. (b) retificador meia onda triplicador de tensão. (c) retificador de onda completa. (d) Cockcroft-Walton multiplicador de tensão ( <i>CW</i> ). .....	38
Figura 10 – Topologias básicas de inversores monofásicas. (a) meia-ponte ( <i>half-bridge</i> ). (b) conversor ponte completa ( <i>full-bridge</i> ). (c) conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> .....	42
Figura 11 – Etapa de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente: (a) Primeira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Terceira Etapa; (d) Quarta Etapa.....	45
Figura 12 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. ....	46
Figura 13 – Comportamento do: (a) Ganho estático ( $M$ ) do <i>CHSB</i> vs razão cíclica ( $D$ ), considerando diferentes valores da relação de transformação $N$ . (b) Relação de Transformação ( $N$ ) do <i>CHSB</i> vs razão cíclica ( $D$ ), considerando um ganho estático $M = 13,33$ .....	50
Figura 14 – Perdas estimadas do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. ....	56
Figura 15 – Análise do comportamento das perdas estimadas do Microinversor considerando o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. ....	56
Figura 16 – Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente representado por seções. ....	58
Figura 17 – Conversor meia-ponte isolado alimentado com: (a) célula de indutor chaveado. (b) Célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> . (c) <i>Reduced redundant power processing</i> . ....	60
Figura 18 – Conversor meia-ponte isolado alimentado com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. ....	61
Figura 19 – Etapas de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado: (a) Primeira e Terceira Etapas; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa.....	62
Figura 20 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado.....	63

Figura 21 – Etapas de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> : (a) Primeira e Terceira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa. ....	70
Figura 22 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> . ....	71
Figura 23 – Etapa de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> : (a) Primeira e Terceira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa. ....	78
Figura 24 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> . ....	79
Figura 25 – Etapa de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão: (a) Primeira e Terceira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa. ....	85
Figura 26 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. ....	86
Figura 27 – Comportamento do: (a) Ganho estático ( $M$ ) dos conversores propostos vs razão cíclica ( $D$ ), considerando a relação de transformação $N = 1$ . (b) Relação de Transformação ( $N$ ) dos conversores proposto vs razão cíclica ( $D$ ), considerando um ganho estático $M = 13,33$ . ....	90
Figura 28 – Esforço de Tensão nos Interruptores Normalizada pelo Ganho Estático. ....	91
Figura 29 – Esforço de Tensão nos diodos ( $D_1, D_2, D_3, D_1^\#, D_2^\#$ e $D_3^\#$ ) Normalizada pelo Ganho Estático. ....	93
Figura 30 – Esforço de Tensão nos diodos ( $D_{o1}, D_{o2}, D_{o3}$ e $D_{o4}$ ) Normalizada pelo Ganho Estático. ....	94
Figura 31 – Esforço de corrente nos Interruptores Normalizada pela corrente de entrada. ....	96
Figura 32 – Esforço de corrente nos diodos ( $D_1, D_2, D_3, D_1^\#, D_2^\#$ e $D_3^\#$ ) Normalizada pela corrente de entrada. ....	97
Figura 33 – Esforço de corrente nos diodos de saída normalizada pela corrente de entrada. ....	98
Figura 34 – Esforço de corrente nos indutores normalizada pela corrente de entrada. ....	99
Figura 35 – Esforço de corrente no secundário do transformador dos conversores elevadores normalizada pelo ganho. ....	101
Figura 36 – Perdas estimadas do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com: (a) célula de indutor chaveado. (b) célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> . (c) célula de <i>reduced redundant power processing</i> . (d) célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. ....	106
Figura 37 – Conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> . ....	108
Figura 38 – Etapas de operação do conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> para $v_{ac} > 0$ . (a) Primeira Etapa. (b) Segunda Etapa. ....	109
Figura 39 – Etapas de operação do conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> para $v_{ac} < 0$ . (a) Primeira Etapa. (b) Segunda Etapa. ....	110
Figura 40 – Estrutura de controle do conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> . ....	111
Figura 41 – Conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> com carga resistiva na saída. ....	112
Figura 42 – Validação do modelo de pequenos sinais da corrente de saída do inversor. ....	114
Figura 43 – Diagrama de bode da planta de corrente em malha aberta. ....	114
Figura 44 – Diagrama de bode da planta de corrente com o compensador. ....	116
Figura 45 – Perdas estimadas do conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> . ....	117

Figura 46 – Resultados experimentais do ganho de tensão ( $V_i$ e $V_o$ ) (a) <i>CHSB</i> . (b) <i>CHSB-IC</i> . (c) <i>CHSB-ICL</i> . (d) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . (e) <i>CHSB-CW</i> . .....	119
Figura 47 – Resultados experimentais dos capacitores da seção de saída ( $V_i$ , $V_{C01}$ , $V_{C02}$ e $V_{C03}$ ) (a) <i>CHSB</i> . (b) <i>CHSB-IC</i> . (c) <i>CHSB-ICL</i> . (d) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . (e) <i>CHSB-CW</i> . .....	121
Figura 48 – Resultados experimentais dos capacitores da seção de entrada ( $V_i$ , $V_{C2}$ , $V_{C2}^\#$ , $V_{C1}$ , $V_{C1}^\#$ ). (a) <i>CHSB-IC</i> (b) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . .....	122
Figura 49 – Resultados experimentais de tensão nos interruptores ( $V_{S1}$ e $V_{S2}$ ) (a) <i>CHSB</i> . (b) <i>CHSB-IC</i> . (c) <i>CHSB-ICL</i> . (d) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . (e) <i>CHSB-CW</i> . .....	123
Figura 50 – Resultados experimentais nos diodos da seção de saída ( $V_{D01}$ , $V_{D02}$ , $V_{D03}$ e $V_{D04}$ ) (a) <i>CHSB</i> . (b) <i>CHSB-IC</i> . (c) <i>CHSB-ICL</i> . (d) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . (e) <i>CHSB-CW</i> . .....	125
Figura 51 – Resultados experimentais nos diodos da seção de entrada ( $V_{D1}$ , $V_{D2}$ , $V_{D3}$ ). (a) <i>CHSB-IC</i> . (b) <i>CHSB-ICL</i> . (c) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . .....	126
Figura 52 – Resultados experimentais de corrente nos indutores ( $i_{L1}$ e $i_{L2}$ ) (a) <i>CHSB</i> . (b) <i>CHSB-IC</i> . (c) <i>CHSB-ICL</i> . (d) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . (e) <i>CHSB-CW</i> . .....	127
Figura 53 – Resultados experimentais de corrente no transformador ( $i_{N1}$ e $i_{N2}$ ) (a) <i>CHSB</i> . (b) <i>CHSB-IC</i> . (c) <i>CHSB-ICL</i> . (d) <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> . (e) <i>CHSB-CW</i> . .....	129
Figura 54 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da tensão da rede elétrica. ....	130
Figura 55 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da corrente de entrada do estágio CC-CA. ....	130
Figura 56 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da tensão do interruptor $S_B$ . ....	131
Figura 57 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da tensão de saída do conversor <i>buck</i> . ....	131
Figura 58 – Resultados experimentais de rendimentos dos conversores CC-CC elevadores de tensão. ....	133
Figura 59 – Resultados experimentais de rendimento do inversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> . ....	134
Figura 60 – Etapas de operação da célula de indutor chaveado. (a) circuito do indutor chaveado. (b) $V_{xy} > 0$ . (c) $V_{xy} < 0$ . ....	146
Figura 61 – Principais formas de onda da célula de indutor chaveado operando no modo de condução contínua. ....	147
Figura 62 – Etapas de operação da célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> . (a) circuito do indutor chaveado e <i>super-lift</i> . (b) $V_{xy} > 0$ . (c) $V_{xy} < 0$ . ....	149
Figura 63 – Principais formas de onda da célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> operando no modo de condução contínua. ....	150
Figura 64 – Etapas de operação da célula de <i>reduced redundant power processing</i> . (a) circuito do <i>reduced redundant power processing</i> . (b) $V_{xy} > 0$ . (c) $V_{xy} < 0$ . ....	153
Figura 65 – Principais formas de onda da célula de <i>reduced redundant power processing</i> operando no modo de condução contínua. ....	154
Figura 66 – Etapas de operação da célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. (a) circuito do Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. (b) $V_a > 0$ . (c) $V_a < 0$ . ....	156
Figura 67 – Principais formas de onda da célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. ....	157
Figura 68 – Protótipo do conversor meia-ponte isolado com célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. ....	158
Figura 69 – Protótipo do conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> . ....	159

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características de magnetização e desmagnetização dos indutores dos conversores de CC-CC elevadores de tensão.....	32
Tabela 2 – Comparação das técnicas de circuitos que podem ser associados na entrada do conversor CC-CC.....	36
Tabela 3 – Comparação das técnicas de circuitos que podem ser associados na saída do conversor CC-CC.....	40
Tabela 4 – Parâmetros de entrada do estágio CC-CC do microinversor com <i>link</i> CC.....	55
Tabela 5 – Parâmetros do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.....	55
Tabela 6 – Ganho de Tensão dos Conversores Elevadores de Tensão.....	89
Tabela 7 – Esforços de Tensão dos Interruptores dos Conversores Elevadores de Tensão.....	91
Tabela 8 – Esforço de Tensão dos diodos da seção de entrada dos Conversores Elevadores de Tensão.....	93
Tabela 9 – Esforço de Tensão dos diodos da seção de saída dos Conversores Elevadores de Tensão.....	94
Tabela 10 – Esforço de corrente dos Interruptores dos Conversores Elevadores de Tensão.....	95
Tabela 11 – Esforço de Corrente dos diodos da seção de entrada dos Conversores Elevadores de Tensão.....	96
Tabela 12 – Esforço de Corrente dos diodos da seção de saída dos Conversores Elevadores de Tensão.....	98
Tabela 13 – Esforço de Corrente dos indutores dos Conversores Elevadores de Tensão.....	99
Tabela 14 – Esforço de corrente no primário do transformador dos Conversores Elevadores de Tensão.....	100
Tabela 15 – Esforço de Corrente no secundário do transformador dos Conversores Elevadores de Tensão.....	101
Tabela 16 – Esforço de corrente nos capacitores da seção de entradas dos Conversores Elevadores de Tensão.....	102
Tabela 17 – Esforço de corrente nos capacitores da seção de saída dos Conversores Elevadores de Tensão.....	103
Tabela 18 – Parâmetros do <i>CHSB-IC</i> .....	104
Tabela 19 – Parâmetros do <i>CHSB-ICSL</i> .....	104
Tabela 20 – Parâmetros do <i>CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> .....	104
Tabela 21 – Parâmetros do <i>CHSB-CW</i> .....	105
Tabela 22 – Parâmetros do conversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> .....	115
Tabela 23 – Pontos MPPT Painel ZM-200W-30V.....	132
Tabela 24 – Resultado do rendimento experimental utilizando o método de rendimento europeia.....	132
Tabela 25 – Comparação do rendimento estimado e medido dos conversores elevadores de tensão.....	133
Tabela 26 – Comparação do rendimento estimado e medido do inversor <i>buck</i> com <i>unfolding</i> .....	134

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

$C_D$	Capacitor desacoplador
$CO$	Monóxido de Carbono
$CO_2$	Dióxido de Carbono
$CV$	Tensão Constante
$CW$	CockcroftWalton multiplicador de tensão
$FC$	Frequência de Corte
$FFT$	Transformada Rápida de Fourier
$f_{rede}$	Frequência da rede
$IC$	Indutor Chaveado
$ICSL$	Indutor Chaveado e <i>Super-Lift</i>
$IncCond$	Condutância Incremental
$M$	Ganho de Tensão ou Ganho Estático
$MCC$	Modo de Condução Contínua
$MF$	Margem de Fase
$MPP$	Ponto de Máxima Potência
$MPPT$	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
$N$	Relação de Transformação
$P\&O$	Perturbação e Observação
$P_i$	Potência do Painel ou Potência de Entrada
$PI$	Proporcional Integral
$PLL$	<i>Phase Locked Loop</i>
$PV$	Painel Solar
$R^2P^2$	<i>Reduced Redundant Power Processing</i>
$SL$	<i>Super-Lift</i>
$SO_2$	Dióxido de Enxofre
$THD$	Taxa de Distorção Harmônica
$V_{LinkCC}$	Tensão do barramento

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>17</b>
1.1	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA .....	23
1.2	HIPÓTESES .....	24
1.3	OBJETIVOS .....	24
1.4	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO .....	25
<b>2</b>	<b>REVISÃO DE TOPOLOGIAS DE MICROINVERSORES .....</b>	<b>26</b>
2.1	ARQUITETURAS DE MICROINVERSORES COMERCIAIS .....	26
2.2	MICROINVERSOR COM <i>LINK</i> CC .....	27
2.2.1	Estágio CC-CC do Microinversor com <i>Link</i> CC.....	27
2.2.2	Técnicas de Circuitos Elevadores de Tensão .....	32
2.2.3	Estágio CC-CA do Microinversor com <i>Link</i> CC .....	40
2.3	CONCLUSÃO .....	43
<b>3</b>	<b>CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE APLICADO NO ESTÁGIO CC-CC DO MICROINVERSOR COM <i>LINK</i> CC .....</b>	<b>44</b>
3.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR MEIA-PONTE ALIMENTADO EM CORRENTE.....	44
3.2	GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR.....	49
3.3	ESFORÇO DE TENSÃO E DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE.....	51
3.4	ESTIMATIVA DE PERDAS DO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE.....	52
3.5	METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR .....	54
3.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO RENDIMENTO ESTIMADO DO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE.....	54
3.7	CONCLUSÃO .....	57
<b>4</b>	<b>ESTUDO DOS CONVERSORES DE ALTO GANHO DE TENSÃO BASEADOS NO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE ASSOCIADO COM AS TÉCNICAS DE CIRCUITOS ELEVADORES DE TENSÃO .....</b>	<b>58</b>
4.1	PROPOSTA DE CONVERSORES DE ALTO GANHO DE TENSÃO .....	58
4.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DOS CONVERSORES PROPOSTOS ....	59
4.2.1	Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado .....	61
4.2.2	Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> .....	69
4.2.3	Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> .....	77
4.2.4	Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft- Walton multiplicador de tensão .....	84
4.3	GANHO ESTÁTICO DOS CONVERSORES PROPOSTOS .....	88
4.4	ESFORÇOS DE TENSÃO NOS SEMICONDUTORES DOS CONVERSORES PROPOSTOS.....	90
4.5	ESFORÇO DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DOS CONVERSORES PROPOSTOS.....	95
4.6	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS MAGNÉTICOS DOS CONVERSORES PROPOSTOS.....	98

4.7	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS CAPACITORES DOS CONVERSORES PROPOSTOS.....	102
4.8	ESTIMATIVA DE PERDAS DOS CONVERSORES PROPOSTOS.....	103
4.9	METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR .....	103
4.10	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO RENDIMENTO ESTIMADO DOS CONVERSORES PROPOSTOS .....	105
4.11	CONCLUSÃO .....	106
<b>5</b>	<b>CONVERSOR <i>BUCK</i> COM <i>UNFOLDING</i> APLICADO NO ESTÁGIO CC-CA DO MICROINVERSOR COM <i>LINK CC</i>.....</b>	<b>108</b>
5.1	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR <i>BUCK</i> COM <i>UNFOLDING</i> .....	108
5.2	MODELAGEM DO CONVERSOR <i>BUCK</i> COM <i>UNFOLDING</i> .....	111
5.3	METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR <i>BUCK</i> COM <i>UNFOLDING</i> .....	113
5.4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR <i>BUCK</i> COM <i>UNFOLDING</i> .....	115
5.5	ESTIMATIVA DE PERDAS DO CONVERSOR <i>BUCK</i> COM <i>UNFOLDING</i> ..	116
5.6	CONCLUSÃO .....	117
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>118</b>
6.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO ESTÁGIO CC-CC.....	118
6.1.1	Resultados experimentais em relação ao ganho de tensão dos conversores CC-CC elevadores de tensão .....	118
6.1.2	Resultados experimentais em relação aos capacitores da seção de saída dos conversores CC-CC .....	120
6.1.3	Resultados experimentais em relação aos capacitores da seção de entrada dos conversores CC-CC .....	120
6.1.4	Resultados experimentais em relação à tensão nos interruptores dos conversores CC-CC elevadores de tensão .....	122
6.1.5	Resultados experimentais em relação à tensão nos diodos da seção de saída dos conversores CC-CC elevadores de tensão .....	124
6.1.6	Resultados experimentais em relação aos diodos da seção de entrada dos conversores CC-CC elevadores de tensão .....	124
6.1.7	Resultados experimentais em relação a corrente nos indutores dos conversores CC-CC elevadores de tensão .....	127
6.1.8	Resultados experimentais em relação à corrente no transformador dos conversores CC-CC elevadores de tensão .....	128
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO ESTÁGIO CC-CA.....	129
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO RENDIMENTO DOS MICROINVERSORES PROPOSTOS .....	132
6.4	CONCLUSÃO .....	135
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>136</b>
7.1.1	Trabalhos Futuros.....	137
<b>8</b>	<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>138</b>
	<b>APÊNDICES .....</b>	<b>145</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Nos dias de hoje, a matriz energética do mundo está baseada predominantemente em combustíveis fósseis (fontes de energias não renováveis), tais como petróleo, carvão e gás natural (CUCE, HARJUNOWIBOWO e CUCE, 2016; SILVA, SAMPAIO, *et al.*, 2016). De acordo com a curva de Hubbert (HANANIA, STENHOUSE e DONEV), também discutidas por Bose (BOSE, 2010) as reservas mundiais de petróleo e gás natural, bem como as reservas de carvão já ultrapassaram sua produção máxima (Pico de Hubbert), o que indica que atualmente estamos presenciando o declínio de sua produção. Isso torna inevitável a necessidade de se buscar outras fontes de energia.

Concomitante à redução da produção das fontes baseadas em combustíveis fósseis, a demanda mundial de energia elétrica vem crescendo continuamente, situação que se agrava mais quando se trata do desenvolvimento econômico dos países desenvolvidos (ZHOU, MANCARELLA e MUTALE, 2015; POLO, TÉLLEZ e TAPIA, 2016). Por outro lado, nos países em desenvolvimento, tais como China e Índia, a oferta atual de energia elétrica não é o suficiente para sustentar o progresso econômico e social esperado (JARGSTORF, JONGHE e BELMANS, 2015; BRIVIO, MANDELLI e MERLO, 2016; COSTA, MARTINS e PEREIRA, 2016). Assim, num futuro próximo, se prevê um grande aumento na demanda energética, não somente em consequência do maior consumo de energia pelos países desenvolvidos, mas também pelo aumento do consumo de energia per capita em países em desenvolvimento (TOBAR, MASSAGUÉ, *et al.*, 2016; WATANABE, OISHI e NAKAJIMA, 2016).

O uso das fontes de energias não renováveis para geração de energia elétrica, implica na queima desses combustíveis, consequentemente há a geração de gases poluentes, tais como o dióxido de enxofre (SO<sub>2</sub>), monóxido de carbono (CO) e dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) (JIBRAN, ZUBERI e ALI, 2015). Esses gases podem causar sérios danos ao meio ambiente, ao precipitar chuva ácida (óxidos) ou da concentração excessiva de partículas que promovem o efeito estufa (dióxidos). Esses fatores contribuem em larga escala para o aquecimento global. Portanto, há a necessidade de se buscar novas fontes de energia para a matriz energética onde o seu consumo não agrida o meio ambiente, ou que cause baixo impacto, as energias renováveis são uma alternativa.

A partir desse contexto, uma solução atrativa é a energia solar, que é uma energia renovável e pode ser utilizada tanto em grandes quanto em pequenos centros urbanos. Para a

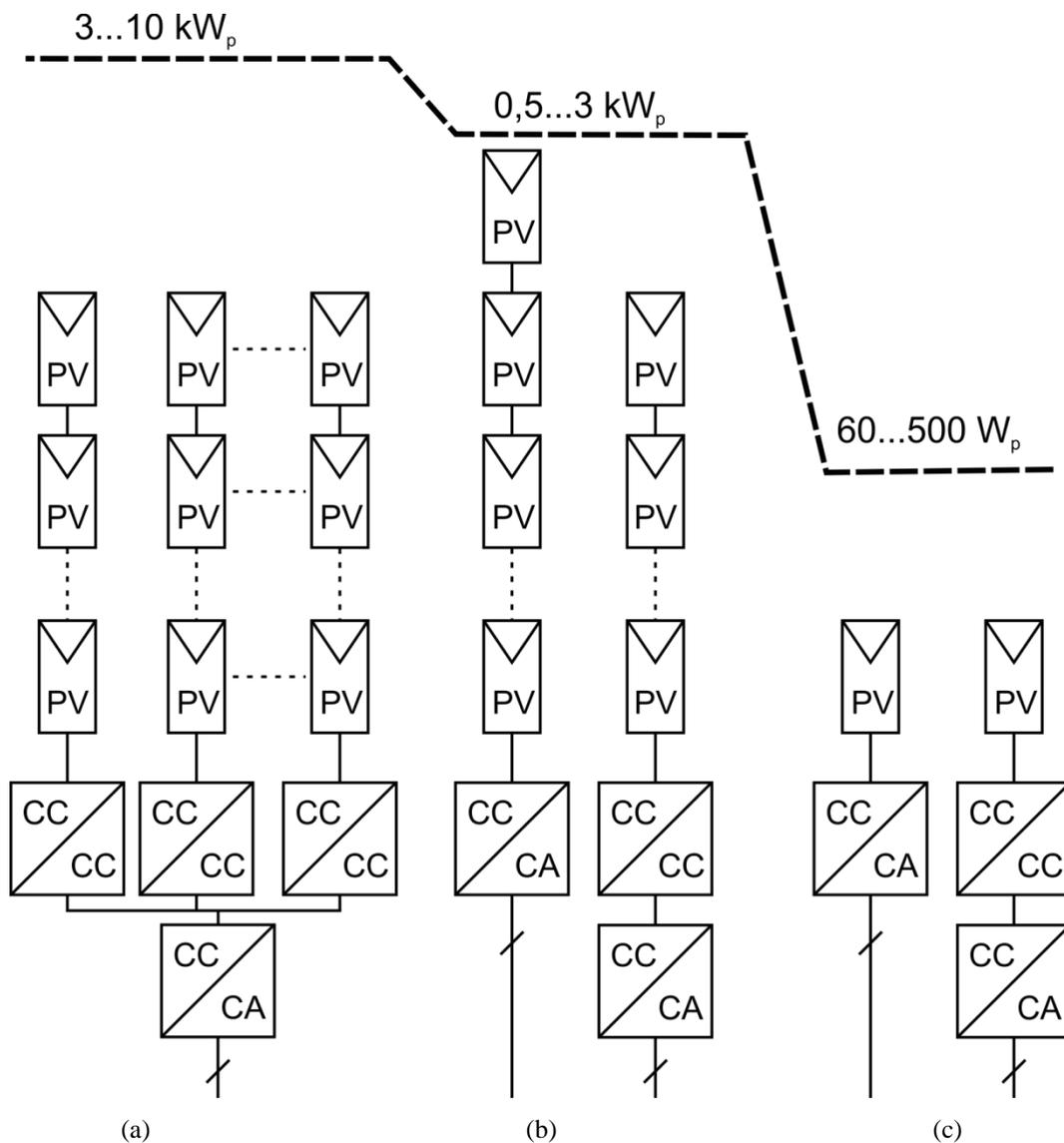
geração de energia elétrica a partir da energia solar são necessárias células fotovoltaicas. A associação de um conjunto de células fotovoltaicas forma um painel solar (PV). A energia elétrica produzida por uma célula fotovoltaica depende de parâmetros climáticos, principalmente da irradiação incidente sobre a célula fotovoltaica e a temperatura ambiente. Para que a energia produzida seja utilizada com o melhor aproveitamento e/ou com o menor custo é necessário que ela seja processada por um circuito eletrônico, que forneça a energia necessária para uma carga específica. A energia solar ou os sistemas fotovoltaicos têm como principais características: energia limpa; baixo impacto ambiental; modularidade; geração silenciosa, baixa manutenção; e fácil de instalação (MODI, BUHLER, *et al.*, 2017).

Com o propósito de produzir a máxima energia possível, e assim reduzir o tempo de amortização do investimento na implantação de um gerador fotovoltaico, utiliza-se o rastreamento do ponto de máxima potência (*maximum power point tracking* – MPPT). O ponto de máxima potência varia continuamente com a temperatura e a irradiação (KARAMI, MOUBAYED e OUTBIB, 2017). Na literatura, existem quatro técnicas consolidadas para realizar o MPPT: técnica de tensão constante (CV); técnica de perturbação e observação (P&O); técnica Hill Climbing (HC); técnicas de condutância incremental (IncCond) (BAŞOĞLU e ÇAKIR, 2016; VERMA, NEMA, *et al.*, 2016; BENDIB, BELMILI e KRIM, 2015).

A produção das células fotovoltaicas de baixo custo tem como principal elemento o silício cristalino (LOUWEN, SARK, *et al.*, 2014; KANT, SHUKLA e BIWOLE, 2016). As características elétricas das células fotovoltaicas, como níveis de tensão e corrente em MPPT, são da ordem de 0,5 V para tensão e 3 A para corrente. Ao fabricar um painel PV, as células fotovoltaicas são associadas em série e em paralelo, com a finalidade de alcançar uma tensão maior (usualmente entre 18 a 50 V), o que resulta numa maior potência (comumente 100 a 500 W). Dependendo da aplicação esses valores de tensão e potência de um PV não é suficiente para suprir a demanda da carga, para supri-la faz-se necessário associar painéis. Essa associação de painéis é conhecida como arranjo fotovoltaico. Os arranjos fotovoltaicos são conectados em série para alcançar tensões maiores do que a de um PV e associados em paralelo para alcançar potências maiores. Quando PV são associados em série podem ocorrer problemas oriundos da diferença de irradiação sobre os painéis. Essa diferença ocorre, ou em virtude de pequenas diferenças nas características dos painéis (*mismatches*), ou em decorrência do sombreamento parcial de um dos painéis. Para minorar esses problemas, os sistemas descentralizados são uma alternativa.

Os sistemas descentralizados têm por característica garantir o maior aproveitamento da energia gerada dos PVs. Isso acontece a partir da utilização de conversores estáticos para um reduzido número de PVs (SATHYAN, SURYAWANSHI, *et al.*, 2015), o que assegura que o rastreamento do ponto de máxima potência ocorra de forma individual para um pequeno número de painéis do arranjo, reduzindo problemas de sombreamento. Esse tipo de tecnologia iniciou-se na Alemanha em meados da década de 1990, e atualmente é largamente utilizada em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Na literatura, esse tipo de sistema pode ser classificado em três arquiteturas diferentes: *String* (Figura 1(a)), *Multi-String* (Figura 1(b)) e Módulo Integrado CA (ou Microinversor) (Figura 1(c)).

Figura 1 – Arquiteturas de sistemas fotovoltaicos descentralizados



A arquitetura *String*, mostrada na Figura 1(a), pode ser dividida em duas classes. A primeira classe utiliza um único estágio de processamento de energia, ou seja, há um conversor CC-CA conectado diretamente à rede elétrica. Para que essa classe funcione, o arranjo de painéis fotovoltaicos deve fornecer o nível de tensão necessário para que a conexão com a rede elétrica seja possível com o estágio inversor. Essa classe é propensa a problemas de sombreamento, devido ao uso de um arranjo fotovoltaico com um número elevado de PVs em série. A segunda classe possui dois estágios de processamento de energia, isto é, um estágio CC-CC para elevar o nível de tensão do arranjo fotovoltaico e outro estágio CC-CA para conexão com a rede elétrica. Essa classe com dois estágios é utilizada quando a tensão do arranjo de PVs não é suficiente para que um único estágio de inversor seja utilizado. Essa segunda classe permite reduzir o número de painéis PVs em relação à primeira classe, o que a torna menos susceptível à problemas de sombreamento. Entretanto, o emprego dessa segunda classe implica na redução do rendimento, devido à conexão de dois conversores em cascata, em relação à primeira classe (ELRAYYAH, BADAWEY e SOZER, 2016; LI, WANG, *et al.*, 2014).

A arquitetura *Multi-String*, como o nome diz, é um conjunto de *Strings* conectados, conforme pode ser visto na Figura 1(b). Nessa configuração, cada *String* é conectada a um conversor CC-CC, que efetua o MPPT. As saídas desses conversores CC-CC são associadas em paralelo ou em série. Quando associados em série, geram um barramento de maior tensão que fornece energia a um único inversor conectado à rede elétrica. Essa configuração tem como principal característica o uso de um estágio CC-CA para um conjunto de *Strings*. Cabe salientar, que essa configuração apresenta como vantagens a implementação do MPPT descentralizado e todas as vantagens de utilizar um inversor central (GOMMERINGER, SHIMITT e BRAUN, 2016; APABLAZA e MUNOZ, 2015).

A arquitetura Módulo Integrado CA (ou Microinversor) pode utilizar dois estágios de processamento de energia, de acordo com a Figura 1(c). Tipicamente, o primeiro estágio dessa arquitetura é constituído por um conversor CC-CC que eleva a tensão de um painel solar (< 50 V) até a tensão de barramento necessária para o segundo estágio. O segundo estágio é composto por um inversor que efetua o MPPT, controle de tensão do barramento e controle de corrente injetada na rede elétrica. Essa arquitetura tem ganhado popularidade, especialmente em regiões urbanas onde o espaço para instalação de arranjos fotovoltaicos é menor. Para essas regiões, a modularidade e a busca individual do MPP por PV são vantajosas (LEVRON, CANADAY e ERICKSON, 2016). Assim, em grandes áreas urbanas

onde a irradiação solar não é homogênea, devido à disposição das edificações, os microinversores são a opção mais atraente, pois, operam sempre na maior produção de energia do PV (LEVRON e ERICKSON, 2016).

Os microinversores são módulos de potência monofásicos que se conectam diretamente a um PV e à rede elétrica. Na literatura podem ser encontradas três principais arquiteturas de microinversores, sendo elas: com *link CC*, com *pseudo link CC* e sem *link CC*. Em comparação com outras arquiteturas fotovoltaicas, os Microinversores apresentam as seguintes vantagens: o rastreamento individual do ponto máxima potência do PV; a conexão modular e a alta confiabilidade. Por outro lado, um dos grandes desafios dos Microinversores é atingir uma alta eficiência (média ou ponderada) para uma potência baixa (potência do PV). Além disso, diversos cuidados devem ser observados ao implementar um microinversor, tais como: proteção, seccionamento e controle anti-ilhamento. De acordo com Levron e Erickson (2016) a eficiência dos inversores diminui em sistemas para baixas potências, os valores típicos estão na faixa de 90% a 97%, para inversores com classificação inferior a 1 kW.

Além da eficiência, outros aspectos dos microinversores também são importantes. Para garantir a segurança desse tipo de sistema, a carcaça metálica do PV deve ser aterrada, impedindo assim a ocorrência de choques elétricos, caso o usuário entre em contato com a mesma. Esse aterramento faz com que capacitâncias parasitas entre as células fotovoltaicas e a sua carcaça aterrada se formem (GIACOMINI, 2015). Se o microinversor utilizado não possuir isolamento galvânica, variações de tensão nestas capacitâncias parasitas podem ocorrer. Consequentemente, haverá uma corrente de fuga entre a rede elétrica e o circuito do microinversor (TEODORESCU, BLAABJERG, *et al.*, 2006; GIACOMINI, MICHELS, *et al.*, 2017). Assim, fica evidente a necessidade de utilizar um transformador para garantir a isolamento galvânica entre o PV e a rede elétrica.

De acordo com Vinnikov, Chub e Liivik (2016) e Chub, Siwakoti, *et al.*, (2017) ao utilizar um transformador em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, muitos benefícios são alcançados, tais como: possibilidade de adaptação de níveis de tensão através da relação de transformação dos enrolamentos do secundário pelo primário do transformador; eliminação da corrente de fuga oriundas das capacitâncias parasitas do PV; e maior segurança pessoal contra descargas elétricas, visto que o isolamento proporcionado pelo transformador impede que a corrente circule pelo corpo humano caso uma pessoa entre em contato com a carcaça metálica não aterrada do módulo fotovoltaico (FARIA, 2011).

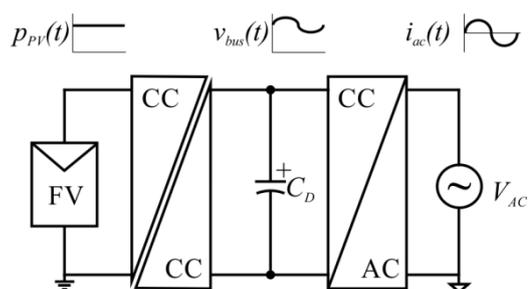
O transformador utilizado para garantir a isolação galvânica pode operar em baixa frequência ou em alta frequência. Quando esse componente funciona em baixa frequência, algumas características o acompanham, como elevado volume, peso e custo, além de contribuir com a diminuição do rendimento do sistema devido às suas perdas (CHO, CHA, *et al.*, 2016; HU, FANG, *et al.*, 2013). Ao utilizar um transformador que opera em alta frequência é possível garantir um menor volume, peso e custo. Porém, o aumento da frequência de operação do sistema, faz com que haja uma elevação de perdas magnéticas no núcleo do transformador, o que contribui para a redução do rendimento do sistema (TEODORESCU, BLAABJERG, *et al.*, 2006; MARANGONI, 2012).

Há alguns países que possuem normas e/ou regulamentos quanto ao uso de transformadores para os sistemas PV conectados na rede elétrica. Por exemplo, padrões como (IEEE Std. 1547-2003, 2014), (IEEE Std. 1547-2003, 2014) e (ANEEL, 2012) destacam a necessidade da isolação galvânica como requisito mínimo de conexão de sistemas fotovoltaicos na rede elétrica. No Brasil, a (ANEEL, 2012) destaca que a isolação galvânica é necessária para sistema fotovoltaicas onde a potência é maior que 3 kW. Assim, é desejável que os micros inversores apresentem isolação, mesmo não sendo obrigatório para todas as faixas de potência, pois, resolvem-se problemas de proteção e elimina-se qualquer possibilidade de corrente de fuga.

Para garantir todas essas características desejadas, o microinversor com *link* CC e isolação galvânica em alta frequência no primeiro estágio de conversão é adotado nesse trabalho.

Para fornecer a energia gerada pelos PVs à rede elétrica, tipicamente de 220 V<sub>rms</sub> CA, o microinversor com *link* CC é constituído por dois estágios de processamento de energia, conforme pode ser visto na Figura 2. O primeiro estágio desse sistema deve proporcionar

Figura 2 – Exemplo de arquitetura de Módulo Integrado CA



isolação galvânica e elevar a tensão fornecida pelo PV ( $< 50$  V) para uma tensão de barramento de  $V_{bus} = 400$  V CC. Essa tensão do barramento CC deve ser maior que a tensão de pico da rede elétrica (311 V). Assim, o segundo estágio do circuito eletrônico utilizado consegue sintetizar uma tensão senoidal na saída e, conseqüentemente, fornecer corrente CA à rede elétrica (LI e WOLFS, 2008; EDWIN, XIAO e KHADKIKAR, 2012). O segundo estágio da arquitetura Módulo Integrado CA (ou Microinversor) efetua o MPPT, controle de tensão do barramento e controle de corrente injetada na rede elétrica (LEVRON, CANADAY e ERICKSON, 2016). Os Microinversores apresentam as seguintes vantagens: o rastreamento individual do ponto máxima potência do PV; conexão modular, confiabilidade e segurança (SHEN, CHUB, *et al.*, 2018).

### 1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

O rendimento total de um conversor é dado pelo produto do rendimento de cada estágio. Logo, o rendimento de cada estágio deve ser alto, para que o rendimento total seja alto. Assim, pode-se dizer que o rendimento do microinversor com *link* CC é calculado por (1):

$$\eta_{Total} = \eta_{CC-CC} \times \eta_{CC-CA} \quad (1)$$

em que  $\eta_{Total}$  é o rendimento total do microinversor,  $\eta_{CC-CC}$  é o rendimento do estágio CC-CC e  $\eta_{CC-CA}$  é o rendimento do estágio CC-CA.

Visto que o microinversor com *link* CC é constituído por dois estágios (CC-CC e CC-CA), o rendimento total do microinversor vai atender a (1). Assim, para que esse alcance um rendimento elevado, cada estágio deve possuir um rendimento elevado. Isto implica na necessidade de reduzir as perdas em cada estágio, i.e., minimizando os principais mecanismos de perdas do conversor CC-CC e do conversor CC-CA.

As perdas elétricas podem ser separadas em perdas em condução e perdas em chaveamento. As perdas em condução dependem do número de dispositivos conduzindo e dos níveis de corrente através dos dispositivos. As perdas em chaveamento dependem do número de dispositivos e do número de comutações que os dispositivos são submetidos. Como os níveis de corrente no lado primário do primeiro estágio de processamento (CC-CC) são muito maiores que no segundo estágio (CC-CA), pode-se concluir que as perdas em condução são o principal mecanismo de perdas do estágio CC-CC, enquanto que as perdas em chaveamento são o principal mecanismo de perdas do estágio CC-CA. Para reduzir as perdas em condução

no estágio CC-CC adotam-se técnicas de elevação do ganho de tensão, de modo que se possam utilizar valores reduzidos de razão-cíclica e assim, reduzir o efeito da resistência série equivalente (RSE) dos interruptores, principalmente quando se empregam dispositivos de tecnologia MOS.

Outra característica do microinversor é a densidade de potência. A densidade de potência depende da potência de saída do microinversor e da soma do volume dos componentes do microinversor. Para tanto, propõe-se reduzir o volume do filtro de conexão do microinversor à rede, adotando-se uma topologia *LCL*, com uma taxa de atenuação de 60 dB/dec (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2014). Desse modo podem-se utilizar valores menores para os componentes, além de não ser necessário utilizar frequência de chaveamento do inversor muito elevada, tendo em vista que o filtro de terceira ordem tem uma banda de transição mais abrupta, i.e., possui uma seletividade maior se comparada a filtros *L* ou *LC*.

## 1.2 HIPÓTESES

No desenvolvimento deste trabalho são consideradas as seguintes hipóteses:

- É possível aumentar a eficiência de cada estágio do Microinversor.
- É possível obter maiores valores para o ganho estático, sem comprometer a eficiência do conversor.
- É possível aplicar técnicas de circuitos de elevação de tensão na seção de entrada do CC-CC isolado.
- É possível aplicar técnicas de circuitos de elevação de tensão na seção de saída do CC-CC isolado.
- É possível propor novos conversores CC-CC
- É possível empregar um filtro *LCL* sem comprometer a estabilidade do sistema.

## 1.3 OBJETIVOS

O objetivo principal do trabalho é propor um microinversor que possui características, de rendimento, viáveis quando comparado aos microinversores propostos na literatura. Assim, devem ser indicadas quais topologias são capazes ou não de alcançar esses parâmetros e quais as suas limitações.

Para isso, são traçados os objetivos específicos do trabalho, que são:

- realizar uma revisão bibliográfica com os temas abordados;
- propor melhorias e novas topologias baseadas no conversor escolhido para o estágio CC-CC;
- associar técnicas de circuitos na seção de entrada e saída do conversor CC-CC, analisar e concluir qual é a melhor solução
- apresentar modificações na topologia do estágio CC-CA escolhido;
- analisar matematicamente as principais características das topologias propostas;
- desenvolver o projeto físico e implementar os protótipos dos microinversores; e
- obter os dados experimentais e analisar os resultados.

#### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

O documento está organizado da seguinte forma: o capítulo dois apresenta a revisão bibliográfica dos principais tópicos de interesse desse trabalho. No capítulo três e quatro são avaliados os conversores elevadores de tensão aplicados no estágio CC-CC do microinversor. Em seguida, no capítulo cinco o estágio CC-CA é analisado e, por fim, para validar os estudos teóricos, são apresentados os resultados experimentais no capítulo seis, finalizando assim no capítulo 7 que apresente as principais conclusões.

## 2 REVISÃO DE TOPOLOGIAS DE MICROINVERSORES

Nesta seção são apresentadas as principais arquiteturas e topologias de microinversores que servem como base para os tópicos abordados ao longo do presente trabalho.

### 2.1 ARQUITETURAS DE MICROINVERSORES COMERCIAIS

Os conversores Módulos Integrados, também conhecidos como microinversores, são inversores de injeção de corrente na rede elétrica com uma faixa de potência de um painel solar (menor que quinhentos *watts*). Nos últimos anos, os microinversores tornaram-se uma tendência no desenvolvimento de sistemas PV. Porém, ainda alguns desafios devem ser vencidos. De acordo com os dois últimos artigos de revisão de microinversores, (LI e WOLFS, 2008; EDWIN, XIAO e KHADKIKAR, 2012), para que os microinversores tenham bom desempenho, pelo menos quatro parâmetros devem ser considerados:

- 1) Densidade de Potência: A densidade de potência é um indicador da compactação de um microinversor. Para encontrar a densidade de potência ( $\rho$ ) de um conversor é necessário dividir a potência de saída ( $P_o$ ) do sistema pelo dobro da soma dos volumes dos componentes  $2\sum vol$  dos microinversores (BIELA, BADSTUEBNER e KOLAR, 2004), sendo a  $\rho$  dada por (2). Deve ser salientado que é utilizando o dobro do volume para considerar os componentes que não são contabilizados (gate drive, conectores, etc).

$$\rho = \frac{P_o}{2\sum vol}. \quad (2)$$

- 2) Rendimento: Um rendimento elevado é essencial para obter um microinversor compacto. Quando comparado com grandes inversores, os microinversores operam com potências menores e tendem a ter menores rendimentos. No geral pode-se dizer que um microinversor com um rendimento maior ou igual a 92 % é uma solução atrativa.
- 3) Confiabilidade: Visto que o microinversor é acoplado no painel solar, é importante que este tenha uma vida útil comparada ao painel solar, que dura mais de 20 anos. Assim, na implementação do microinversor, elementos como capacitores eletrolíticos, que possuem uma vida útil baixa, devem ser evitados (LEVRON e ERICKSON, 2016).

- 4) Custo do Sistema: O preço dos microinversores ainda não é competitivo com os inversores centrais de maior potência. Por outro lado, o custo de instalação dos microinversores é semelhante à de inversores de maiores potências. Assim, deve-se procurar soluções, topologias de microinversores que possuem baixo custo.

## 2.2 MICROINVERSOR COM *LINK* CC

A arquitetura do microinversor com *link* CC basicamente é constituída por dois estágios ou conversores: um conversor de tensão CC-CC e um conversor CC-CA. Com o intuito de apresentar de forma detalhada as possíveis soluções de microinversores com *link* CC, cada estágio desse sistema é avaliado individualmente nessa seção.

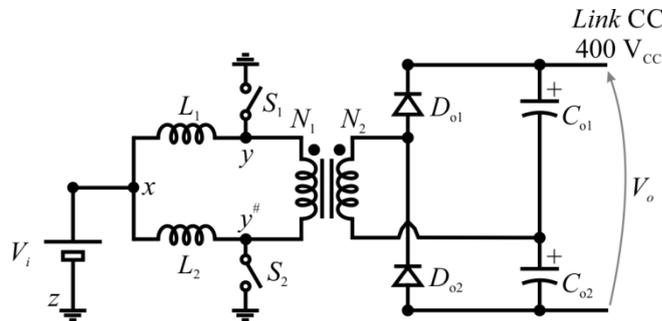
### 2.2.1 Estágio CC-CC do Microinversor com *Link* CC

Na literatura, os principais conversores CC-CC que possuem isolamento galvânica elevadores de tensão ou as principais famílias utilizadas nesse tipo de sistema são baseados: no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente (CHIU, LO, *et al.*, 2013; ALMASOUDI, ALATAWI, *et al.*, 2016), apresentado na Figura 3, conversor *flyback* (ZHANG, HE e LIU, 2013; HE, ZHANG e LI, 2012) apresentado na Figura 4, no conversor *push-pull* (FELGEMACHER, JAGER, *et al.*, 2014) apresentado na Figura 5 e outros (ROASTO, JALAKAS e HUSEV, 2016; MAZUMDER e MEHRNAMI, 2012; SURAPANENI e RATHORE, 2015). Cada uma dessas famílias possui suas próprias características, vantagens e desvantagens. Por fim, deve ser salientado que topologias de ponte completa (full-bridge) (HU, FANG, *et al.*, 2013; ZHAO, ZHANG, *et al.*, 2017; CHEN, HU, *et al.*, 2015) e meia-ponte (*half-bridge*) (SURAPANENI e RATHORE, 2015; SURAPANENI, YELAVERTHI, *et al.*, 2015; JOSHI, AGARWAL, *et al.*, 2016) possuem suas versões isoladas. Porém, esses conversores são abaixadores de tensão. O que implica que para aumentar o ganho de tensão desses, a relação de transformação do transformador deve aumentar.

#### A. Conversor CC-CC Meia-Ponte Isolado Alimentado em Corrente:

O conversor CC-CC elevador de tensão Meia-Ponte Isolado Alimentado em Corrente (CSHB) é mostrado na Figura 3. Esse conversor consiste em: dois indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ); um

Figura 3 – Conversor CC-CC elevador de tensão meia-ponte isolado alimentado em corrente (CHIU, LO, *et al.*, 2013; JIANG, CAO, *et al.*, 2012; ALMASOUDI, ALATAWI, *et al.*, 2016)



Fonte: Editado pelo autor com base em (CHIU, LO, *et al.*, 2013; JIANG, CAO, *et al.*, 2012; ALMASOUDI, ALATAWI, *et al.*, 2016)

transformador com um primário ( $N_1$ ) e um secundário ( $N_2$ ); dois interruptores ativos ( $S_1$  e  $S_2$ ) atuando de forma complementar dentro de um ciclo de comutação; dois diodos ( $D_{o1}$  e  $D_{o2}$ ); e dois capacitores na saída ( $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ ). A transferência de energia dessa topologia é análoga a do conversor *boost* tradicional operando no modo de condução contínua (CCM). O ganho de tensão ( $M$ ) desse conversor é dado por (3):

$$M_{CSHB} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2N}{1-D} \quad (3)$$

Em que  $D$  é a razão cíclica e deve ser maior que 0,5,  $N = \frac{N_2}{N_1}$ .

#### **Vantagens:**

As principais vantagens deste conversor são:

- Simplicidade de forma de operação;
- Elimina problema de dispersão do lado do secundário do transformador devido ao grampeamento natural dos capacitores do retificador em meia-ponte  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ ;
- Número reduzido de componentes se comparado às topologias em ponte-completa.

#### **Desvantagens:**

As principais limitações deste conversor são:

- Razão cíclica mínima de operação ( $D > 0,5$ ): Necessidade de tempo “vivo” dos interruptores para garantir que a corrente de entrada possua um caminho contínuo para circular;

- Ganho estático não muito elevado, o que implica na necessidade do aumento da relação de transformação do transformador  $N = N_2/N_1$ . Consequentemente, isso pode ocasionar problemas de efeito de pelicular ou de proximidade.

### B. Conversor CC-CC *Flyback*:

O conversor CC-CC elevador de tensão tipo *Flyback* mostrado na Figura 4, faz uso de dois indutores acoplados, sendo os enrolamentos do primário ( $N_{p1}$  e  $N_{p2}$ ) e os enrolamentos no secundário ( $N_{s1}$  e  $N_{s2}$ ), respectivamente, dois interruptores ativos ( $S_1$  e  $S_2$ ) atuando de forma complementar dentro de um ciclo de comutação, dois diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ), e um capacitor empregado como filtro de saída ( $C_o$ ). Essa topologia utiliza o comando dos interruptores com uma defasagem de  $180^\circ$ , com o intuito de diminuir ou eliminar a corrente descontínua na entrada do conversor. Cabe salientar que a transferência de energia dessa topologia permanece idêntica à do conversor flyback tradicional. O ganho de tensão desse conversor é dado por (4):

$$M_{IF} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{ND}{1-D} \quad (4)$$

#### Vantagens:

As principais vantagens deste conversor são:

- Simplicidade de forma de operação;
- Reduzido número de componentes.

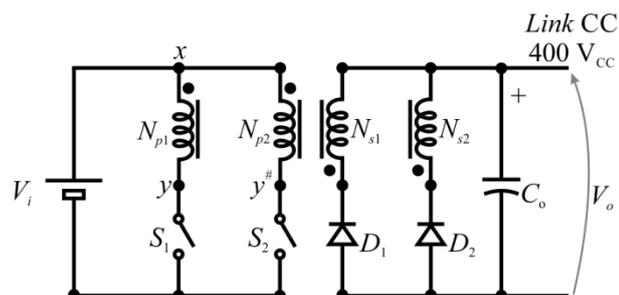
#### Desvantagens:

As principais desvantagens deste conversor são:

- Problemas relacionados à energia armazenada nas indutâncias de

Figura 4 – Conversor CC-CC elevador de tensão tipo *fly*

*back* (ZHANG, HE e LIU, 2013; HE, ZHANG e LI, 2012)



dispersão do indutor acoplado, tanto do lado do primário quanto do secundário do indutor acoplado, podem ocasionar sobre-tensões nos semicondutores e também perdas devido à dissipação da energia armazenada nestes elementos parasitas.

- Ganho estático não muito elevado, o que implica no aumento da relação de transformação ( $N = N_2/N_1$ ). Conseqüentemente, isso ocasiona problemas devido ao aumento da indutância da dispersão do transformador;
- Ondulação de corrente de entrada elevada, o que implica no aumento do filtro de entrada;

### C. Conversor CC-CC *Push-pull*:

O conversor CC-CC elevador de tensão tipo *push-pull* alimentado em corrente mostrado na Figura 5. Este conversor consiste em: um indutor ( $L_1$ ); um transformador com dois primários ( $N_{p1}$  e  $N_{p2}$ ) e um secundário ( $N_2$ ); dois interruptores ativos ( $S_1$  e  $S_2$ ); dois diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ); dois capacitores na saída ( $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ ). A transferência de energia dessa topologia é análoga a do conversor *boost* tradicional. O ganho de tensão desse conversor é dado por (5):

$$M_{CSPP} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N}{1-D} \quad (5)$$

#### Vantagens:

As principais vantagens deste conversor são:

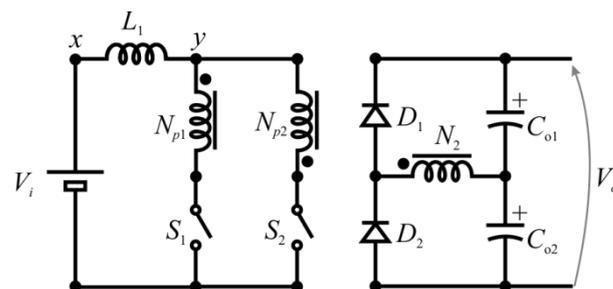


Figura 5 – Conversor CC-CC elevador de tensão tipo *push pull* (FELGEMACHER, JAGER, *et al.*, 2014)

- Simplicidade na forma de operação;
- Elimina problema de dispersão do lado do secundário do transformador devido ao grampeamento natural dos capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ ;

#### Desvantagens:

As principais limitações deste conversor são:

- Tal como no conversor meia-ponte alimentado em corrente, a razão cíclica mínima de operação  $D > 0,5$ : Necessidade de tempo “vivo” dos interruptores para garantir que a corrente de entrada possua um caminho contínuo para circular;
- Ganho estático não muito elevado, o que implica no aumento da relação de transformação ( $N = N_2/N_1$ ). Consequentemente, isso ocasiona problemas devido ao aumento da indutância da dispersão;
- Maior número de enrolamentos no transformador, o que agrega no aumento de volume.

A partir da equação do ganho estático das topologias ((3),(4) e (5)) apresentadas foi gerada a Figura 6. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente apresenta o maior valor de ganho estático para toda variação da razão-cíclica, sendo  $N = 1$  ou  $N = 3$ , Figura 6(a) e (b), respectivamente.

Assim, dentre esses conversores, o conversor meia-ponte isolado alimentado em

Figura 6 – Comparação do ganho de tensão dos conversores CC-CC elevadores de tensão (a) Razão Cíclica vs Ganho de Tensão para  $N = 1$ ; (b) Razão Cíclica vs Ganho de Tensão para  $N = 3$ ;

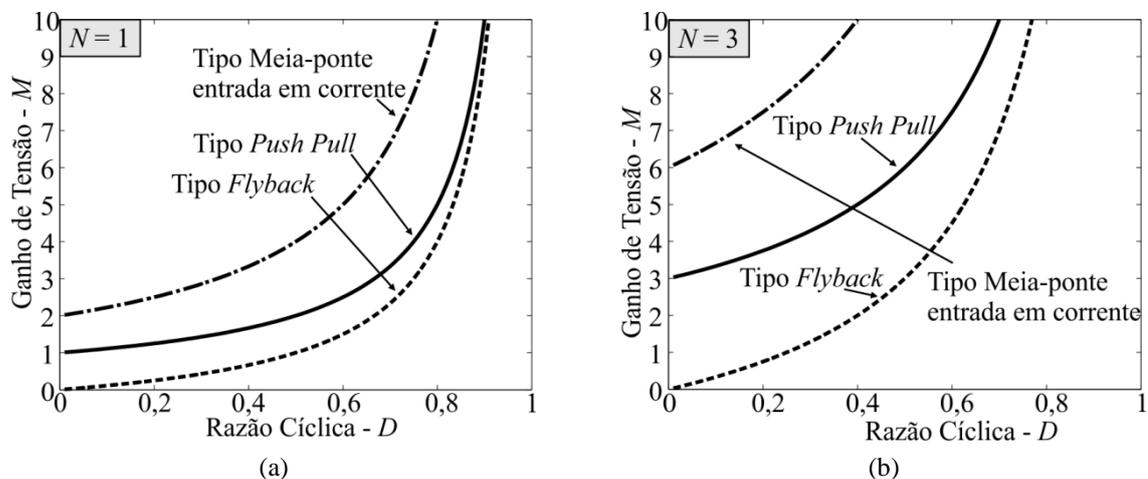


Tabela 1 – Características de magnetização e desmagnetização dos indutores dos conversores de CC-CC elevadores de tensão.

Conversor	Magnetização dos Indutores ( $V_{Lmag}$ )	Desmagnetização dos Indutores ( $V_{Ldes}$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente (Figura 3)	$V_i$	$V_i - \frac{V_o}{2N}$
<i>Flyback</i> intercalado (Figura 4)	$V_i$	$\frac{V_o}{N}$
Push-pull alimentado em corrente (Figura 5)	$V_i$	$V_i - \frac{V_o}{2N}$

Fonte: Autor

corrente se destaca devido às suas vantagens em relação aos outros: menor número de componentes, simplicidade de operação e maior ganho estático. Nesse sentido, as análises feitas nesse trabalho em relação ao estágio CC-CC do microinversor são baseadas nesse conversor.

Com o objetivo de auxiliar nas análises que serão feitas na próxima seção, a Tabela 1 apresenta o nível de tensão em que os indutores dos conversores magnetizam e desmagnetizam. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente foi escolhido, os indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) desse conversor magnetizam quando a tensão de entrada é aplicada neles ( $V_{L_1} = V_{L_2} = V_{Lmag} = V_i$ ). Por outro lado, a diferença da tensão de entrada ( $V_i$ ) pela tensão de saída refletida no primário (isto é  $V_y = \frac{V_o}{2N}$ ) desmagnetiza os indutores ( $V_{L_1} = V_{L_2} = V_{Ldes} = V_i - \frac{V_o}{2N}$ ).

### 2.2.2 Técnicas de Circuitos Elevadores de Tensão

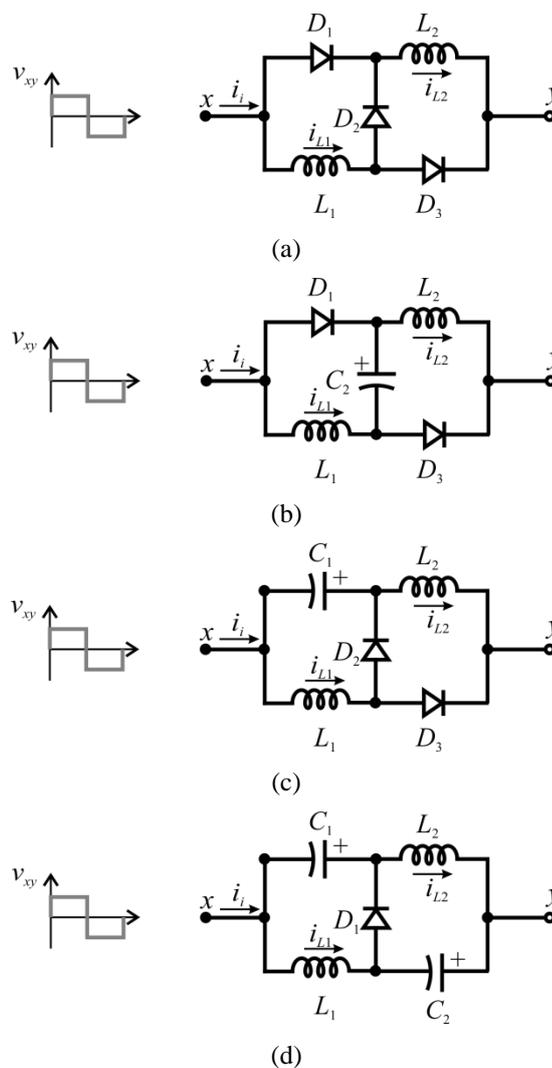
Uma das maneiras de aumentar o ganho de tensão de um conversor CC-CC sem alterar a razão-cíclica é através de técnicas de circuitos elevadores de tensão. Estes circuitos podem ser associados no lado primário ou no lado secundário do circuito do conversor, sendo essas técnicas apresentadas na Figura 7 e Figura 9, respectivamente.

#### A. Técnicas de ganho de tensão para o lado primário do transformador:

Uma das técnicas de circuitos que podem ser associados no lado primário do conversor CC-CC é a técnica de indutor chaveado em (AXELROD, BERKOVICH e

IOINOVICI, 2008), conforme pode ser visto na Figura 7(a). Esta técnica baseia-se na magnetização dos dois indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) em paralelo com uma determinada tensão (comumente a tensão de entrada) e conseqüentemente a tensão de saída do conversor aumenta quando esse indutores ficam em série (quando acontece a desmagnetização). Na etapa de magnetização dos indutores, implica que a diferença de tensão  $V_{xy}$  é maior que zero,  $V_{xy} > 0$ ; e na etapa de desmagnetização dos indutores,  $V_{xy} < 0$ . Desta forma, nas próximas análises as seguintes considerações podem ser feitas: para que não haja desbalanceamento de corrente entre os indutores, as indutâncias de  $L_1$  e  $L_2$  da célula do indutor chaveado são consideradas

Figura 7 – Técnicas de circuitos elevadoras de tensão que podem ser associadas na entrada de um conversor CC-CC. (a) indutor chaveado (IC). (b) indutor chaveado e *super-lift* (ICSL). (c) *reduced redundant power processing* ( $R^2P^2$ ). (d) *QZ-source*.



iguais; quando o nível de tensão  $V_{xy} > 0$  significa que a tensão é  $V_L = V_{Lmag} = V_i$  conforme é apresentado na Tabela 1; e quando o nível de tensão  $V_{xy} < 0$  significa que a tensão é  $V_{xy} = V_{Ldes} = V_i - \frac{V_o}{2N}$ , de acordo com a Tabela 1. A partir disso pode-se analisar de forma resumida o funcionamento dessa célula, sendo que as análises completas da mesma estão dadas no apêndice de trabalho.

*Etapa da Magnetização dos Indutores – ( $V_{xy} > 0$ ):* Nessa etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são magnetizados através da tensão  $V_{xy} > 0$  ( $V_{xy} = V_i$ ), portanto as suas correntes crescem, dadas por (6) e (7), respectivamente. Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão diretamente polarizados, sendo suas correntes iguais as correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente, conforme (8) e (9). Por fim, o diodo  $D_2$  está bloqueado, sendo sua corrente igual à zero, conforme (10).

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t0)} \quad (6)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t0)} \quad (7)$$

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t0)} \quad (8)$$

$$i_{D3} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t0)} \quad (9)$$

$$i_{D2} = 0 \quad (10)$$

*Etapa da Desmagnetização dos Indutores – ( $V_{xy} < 0$ ):* Nessa etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizados através da diferença de tensão  $V_{xy}$ , em que  $V_{xy} = V_i - \frac{V_o}{2N}$ . Assim, a corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são dadas por (11) e (12), respectivamente. Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão reversamente polarizados, sendo suas correntes iguais à zero, conforme (13). Por fim, o diodo  $D_2$  está conduzindo, sendo sua corrente igual a corrente nos indutores, dada por (14).

$$i_{L1} = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{2N}\right)}{2L_1}t + I_{L1(t1)} \quad (11)$$

$$i_{L2} = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{2N}\right)}{2L_2}t + I_{L2(t1)} \quad (12)$$

$$i_{D1} = i_{D3} = 0 \quad (13)$$

$$i_{D2} = i_{L1} = i_{L2} \quad (14)$$

Em relação ao ganho estático da técnica de indutor chaveado é necessário fazer o balanço de energia nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para um período de chaveamento. Assim para  $V_{xy} > 0$  é considerado que o tempo desse intervalo é dado por  $[t_0 - t_1]$  e  $V_{xy} < 0$  é considerado que o tempo desse intervalo é dado por  $[t_1 - T_s]$ .

Desta forma o balanço de energia nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  dado por (15).

$$\int_{t_0}^{t_1} v_{L1mag} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L1des} dt + \int_{t_0}^{t_1} v_{L2mag} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L2des} dt = 0 \quad (15)$$

Com auxílio das equações das etapas de magnetização e desmagnetização (15) pode ser reescrita como (16):

$$\int_{t_0}^{t_1} V_i dt + \int_{t_1}^{T_s} \frac{V_i - V_o/2}{2N} dt + \int_{t_0}^{t_1} V_i dt + \int_{t_1}^{T_s} \frac{V_i - V_o/2}{2N} dt = 0 \quad (16)$$

considerando que  $DT_s = t_1 - t_0$ ,  $(1-D)T_s = T_s - t_1$ .

$$V_i DT_s + \frac{V_i - V_o/2}{2N} (1-D)T_s + V_i DT_s + \frac{V_i - V_o/2}{2N} (1-D)T_s = 0 \quad (17)$$

resolvendo (17) tem-se (18):

$$(2D+1-D)V_i = (1-D)\frac{V_o}{2N} \quad (18)$$

assim, encontra-se o ganho estático da célula de indutor chaveado aplicado no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente no modo de condução contínua, definido por (19).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2N(1+D)}{1-D} \quad (19)$$

Com o intuito de ressaltar o fator do ganho da célula de indutor chaveado associado ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, (19) pode ser reescrita de acordo com (20).

$$\frac{V_o}{V_i} = \left( \frac{2N}{1-D} \right) (1+D) = M_{CSHB} (1+D) = M_{CSHB} k \quad (20)$$

onde  $k$  é o fator do ganho da célula.

Como pode ser visto em (20), o fator da célula de indutor chaveado é  $(1+D)$ . Uma vez que a razão cíclica ( $D$ ) assume valor de zero até um, pode-se concluir que o menor ganho dessa célula é 1 para  $D = 0$ . Em contrapartida, o maior ganho dessa célula é 2 quando  $D = 1$ .

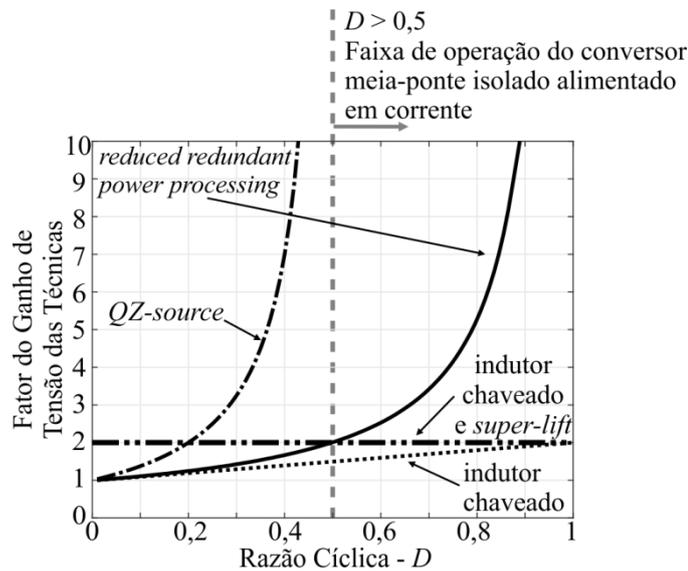
Uma proposta de aumentar o ganho dessa técnica é substituindo o diodo  $D_3$  por um capacitor  $C_1$ , sendo este denominado indutor chaveado e um *super-lift* (JIAO, LUO e ZHU, 2011), conforme pode ser visto na Figura 7(b). O funcionamento dessa célula é semelhante a do indutor chaveado, isto é, os três elementos ( $L_1$ ,  $L_2$  e  $C_1$ ) são magnetizados e carregados em paralelo e desmagnetizados em série, alcançando assim um maior ganho de tensão. Modificando a posição do capacitor  $C_1$  é gerado o circuito da técnica *reduced redundant power processing* (R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>), que é analisado em (SALDANA, PALOMO, *et al.*, 2014), de acordo com a Figura 7(c). Por outro lado, com a inclusão do capacitor  $C_2$ , como pode ser visto na Figura 7(d), o circuito *QZ-source* é gerado, proposto por (ANDERSON e PENG, 2008). As análises detalhadas de cada uma dessas células utilizadas nesse trabalho são apresentadas no apêndice.

A comparação dessas técnicas pode ser observada na Tabela 2. A mesma apresenta uma comparação entre alguns dos parâmetros das técnicas citadas acima. Como pode ser visto, a técnica de indutor chaveado e a técnica *QZ-source* apresentam maior número de semicondutores e capacitores, respectivamente. Em relação ao fator do ganho de tensão das técnicas, a Figura 8 apresenta o comportamento do ganho dos circuitos para diferentes valores de razão cíclica. Ao analisar a Figura 8, fica evidente que a técnica *QZ-source* apresenta maior ganho de tensão, alcançando o valor máximo para  $D = 0,5$ . Porém, essa técnica não pode ser associada ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente que opera somente para razão cíclica maior que 0,5. Desta forma, a técnica *QZ-source* não pode ser associada ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. A partir disso, para aumentar o ganho de tensão do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente através

Tabela 2 – Comparação das técnicas de circuitos que podem ser associados na entrada do conversor CC-CC

Técnicas	Fator do Ganho de Tensão da célula “k”	Número de Semicondutores	Número de Componentes Passivos
indutor chaveado (Figura 7(a))	$(1 + D)$	3 diodos	2 indutores
indutor chaveado e <i>super-lift</i> (Figura 7(b))	2	2 diodos	2 indutores 1 capacitores
<i>reduced redundant power processing</i> (Figura 7(c))	$\frac{1}{(1 - D)}$	2 diodos	2 indutores 1 capacitores
<i>QZ-source</i> (Figura 7(d))	$\frac{1}{(1 - 2D)}$	1 diodo	2 indutores 2 capacitores

Figura 8 – Comparação do Ganho de Tensão das técnicas de circuitos que podem ser associados na entrada do conversor CC-CC



Fonte: Autor

da associação de técnicas de circuitos na sua entrada do conversor é possível utilizar as seguintes células: indutor chaveado Figura 7(a); indutor chaveado e *super-lift* Figura 7(b); e *reduced redundant power processing* Figura 7(c).

## B. Técnicas de ganho de tensão para o lado secundário do transformador:

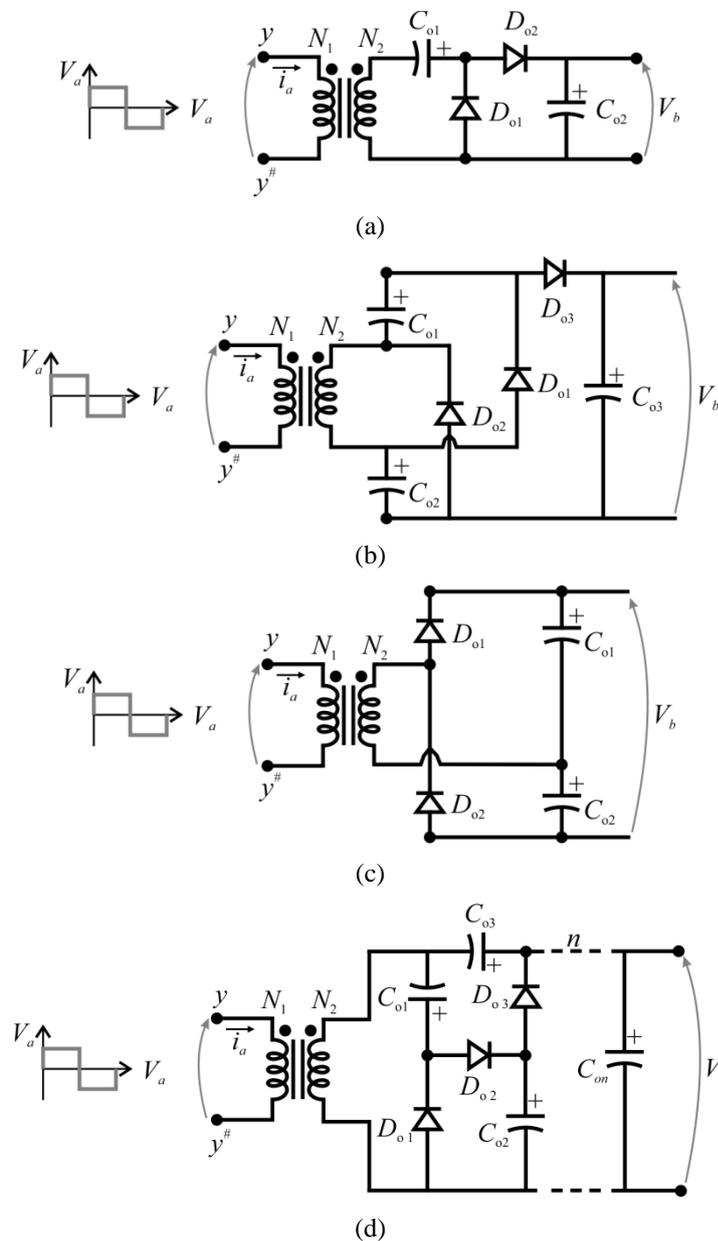
Uma das técnicas de circuitos que podem ser associados ao lado secundário do conversor CC-CC são os retificadores multiplicadores de tensão. Essas técnicas são comumente empregadas no estágio de saída dos conversores CC-CC que possuem transformador (FOROUZESH e BAGHRAMIAN, 2016). Basicamente pode-se dizer que existem dois tipos de retificadores: meia onda (Figura 9(a) e Figura 9(b)); onda completa (Figura 9(c) e Figura 9(d)).

A Figura 9(a) ilustra a estrutura básica de um retificador de meia onda com um dobrador de tensão (LIU, TENG e LIN, 2016). Para a tensão  $V_a > 0$ , o capacitor  $C_{o2}$  carrega a partir da soma das tensões  $NV_a$  e  $V_{Co1}$ , isto é,  $V_{Co2} = NV_a + V_{Co1}$ . Por outro lado, quando a tensão  $V_a < 0$  o capacitor  $C_{o1}$  carrega a partir da tensão  $NV_a$ , ou seja,  $V_{Co1} = NV_a$ . Outro retificador meia onda é apresentado na Figura 9(b). Esse retificador é denominado retificador triplicador de tensão (LIANG, LEE, *et al.*, 2013). Essa estrutura, além de dobrar a tensão de entrada a partir dos capacitores ( $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ ), a tensão de entrada fica conectada

sequencialmente com estes componentes. Consequentemente, a tensão de saída  $V_b$  é igual a tensão de entrada  $V_a$  em série com os capacitores ( $V_{C_{o1}}$  e  $V_{C_{o2}}$ ), logo, a tensão  $V_b$  é o triplo da tensão de entrada  $V_b = 3NV_a$ .

Em relação aos retificadores de onda completa, a Figura 9(c) ilustra a estrutura básica do multiplicador de tensão ou retificador de onda completa. Como pode ser visto, o conversor

Figura 9 – Técnicas de circuitos elevadoras de tensão que podem ser associadas na saída de um conversor CC-CC. (a) retificador de meia onda com um dobrador de tensão. (b) retificador meia onda triplicador de tensão. (c) retificador de onda completa. (d) Cockcroft-Walton multiplicador de tensão (CW).



meia-ponte isolado já possui essa técnica. Esse retificador dobra a tensão de entrada ( $NV_a$ ) a partir dos capacitores ( $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ ). Estes componentes suportam metade da tensão de saída o que implica menores esforços de tensão no conversor. Outras estruturas de retificadores multiplicadores (exemplo: quádruplo) podem ser implementados a partir de conexões em cascata conforme pode ser visto em (FOROUZESH, SIWAKOTI, *et al.*, 2017). Visto que essa técnica apresentada na Figura 9(c) já faz parte do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, o modo de funcionamento deste será descrito no próximo capítulo em que o conversor é analisado detalhadamente.

Outro multiplicador de tensão bem conhecido é o multiplicador de tensão Cockcroft-Walton (CW). A técnica CW-VMRs (COCKCROFT e WALTON, 1932), como mostrado na Figura 9(d), é popular por sua estrutura em cascata que pode fornecer altos níveis de tensão (MÜLLER e KIMBALL, 2016). Na estrutura do circuito generalizado da técnica o multiplicador de tensão Cockcroft-Walton, os capacitores ímpares ( $C_{o1}$ ,  $C_{o3}$  ... etc) e pares ( $C_{o2}$ ,  $C_{o4}$  ... etc) são usados para multiplicação do nível tensão de entrada ( $V_a$ ), respectivamente. A tensão de saída é “ $m$ ” vezes maior que a tensão de entrada, isto é  $V_b = mV_a$ , onde “ $m$ ” é igual ao número de capacitores.

Conforme é apresentado em (20), o ganho do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente associado a uma técnica elevadora de tensão é  $M_{CSHB}$  vezes o fator do ganho de tensão da célula ( $k$ ). Dessa forma, a Tabela 3 apresenta o fator do ganho de tensão de cada célula retificadora de tensão. Além disso, na Tabela 3 tem-se o valor da tensão nos pontos ( $y$  e  $y^\#$ ).

Como pode ser visto na Tabela 1, esses pontos estão associados à tensão de desmagnetização dos indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Ao analisar a Tabela 3, fica evidente que para os retificadores de meia onda, as tensões dos pontos ( $y$  e  $y^\#$ ) são diferentes. Isso implica que os indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) que estão conectados nesses pontos são desmagnetizados com tensões diferentes. Logo, o nível de corrente nesses indutores é diferente. Consequentemente, a corrente que circula ( $i_a$ ) no transformador para  $V_a > 0$  e  $V_a < 0$  é diferente. Isso faz com que o transformador possua níveis de corrente contínua, o que leva à saturação. Esse fato não acontece para os retificadores de onda completa e da célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão, conforme pode ser visto na Tabela 3.

Tabela 3 – Comparação das técnicas de circuitos que podem ser associados na saída do conversor CC-CC

Técnica	Desmagnetização dos Indutores ( $V_{Ldes} = V_x - V_y$ ou $V_{Ldes} = V_x - V_{y\#}$ )		Fator do Ganho de Tensão da célula “k”
	Tensão “ $V_y$ ”	Ponto “ $V_{y\#}$ ”	
retificador de meia onda com um dobrador de tensão Figura 9(a)	$\frac{V_b}{2N}$	$\frac{V_{Co1}}{2N}$	1
retificador meia onda triplicador de tensão Figura 9(b)	$\frac{V_b}{3N}$	$\frac{V_{Co1}}{N} = \frac{V_{Co2}}{N}$	1,5
retificador de onda completa Figura 9(c)	$\frac{V_b}{2N}$	$\frac{V_b}{2N}$	1
Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 9(d)	$\frac{V_b}{mN}$	$\frac{V_b}{mN}$	$\frac{m}{2}$

Fonte: Autor

A partir disso, para aumentar o ganho de tensão do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente através da associação de técnicas de circuitos na saída do conversor é possível utilizar as seguintes células: retificador dobrador de tensão Figura 9(c), esse circuito já é intrínseco no conversor; e o multiplicador de tensão Cockcroft-Walton Figura 9(d).

Desta forma, se tem um conjunto de cinco técnicas de circuito que podem ser associadas no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente para aumentar o ganho estático do mesmo. Nas próximas seções serão avaliadas essas associações, apresentando as suas vantagens e desvantagens.

### 2.2.3 Estágio CC-CA do Microinversor com *Link* CC

O estágio CC-CA do microinversor basicamente fornece a corrente CA à rede elétrica. De acordo com (LEVRON e ERICKSON, 2016; LI e WOLFS, 2008) as estruturas de baixo custo de inversores monofásicas são: meia-ponte (*half-bridge*) (Figura 10(a)); conversor ponte completa (*full-bridge*) (Figura 10(b)), e conversor *buck* com *unfolding* (Figura 10(c)). Cabe salientar que (LI, GU, *et al.*, 2015) destaca que as outras topologias de inversores monofásicas são baseados nesses três conversores.

O conversor meia-ponte (*half-bridge*) é apresentado na Figura 10(a). Para conexão desse conversor à rede elétrica é necessário esse conjunto de componentes, dois interruptores ( $S_{o1}$  e  $S_{o2}$ ) e um filtro. A operação desse conversor é feita da seguinte forma: quando a tensão da rede elétrica é positiva, o interruptor  $S_{o1}$  opera em alta frequência, produzindo uma corrente que ao passar pelo filtro alcança as características desejadas de baixa *THD* (< 5 %) e

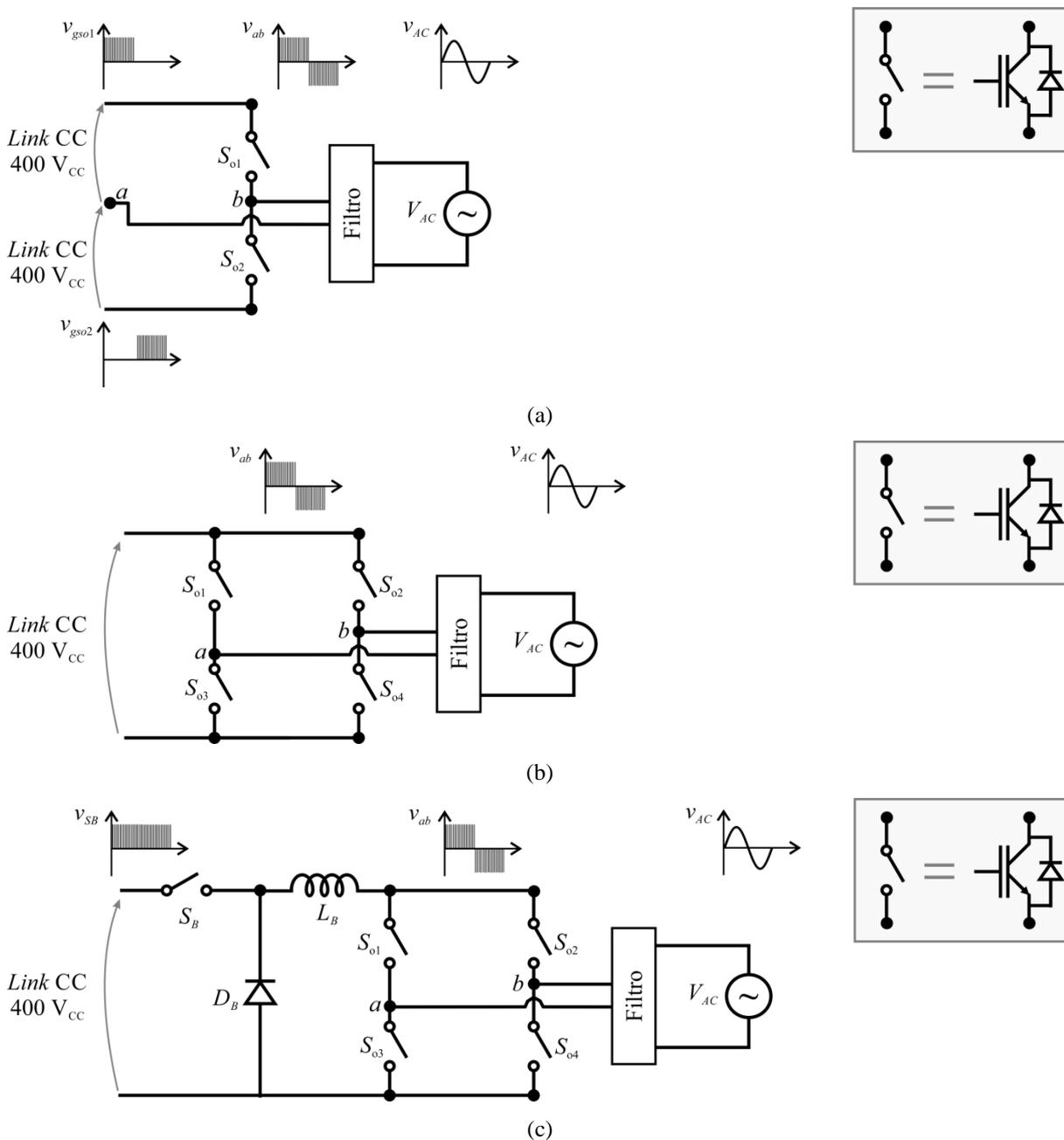
*FP* unitário. O controle desse interruptor é feito através da comparação do sinal da modulante (semiciclo da rede positivo) com o sinal da portadora (PINHEIRO, 2015). Enquanto a tensão da rede elétrica for positiva, o interruptor  $S_{o2}$  não opera. Por outro lado, no outro semiciclo da rede, ou quando a tensão da rede é negativa, o interruptor  $S_{o2}$  fica operando e  $S_{o1}$  não. A operação desse conversor é relativamente simples. Porém, são necessários dois *links* CC de 400 V para uma rede elétrica de 220 Vrms AC. O que implica que o esforço máximo de tensão dos interruptores é a soma das tensões dos barramentos (800 V CC). Além disso, a característica bipolar do inversor meia-ponte faz com que o tamanho e custo do filtro utilizado aumente (DAMMAH, LACHKAR e ELHAQ, 2016; ASL, BABAEI e SABAHI, 2017; LI, GU, *et al.*, 2015).

O conversor ponte completa (*full-bridge*) é apresentado na Figura 10(b). Para conexão desse conversor à rede elétrica é necessário o seguinte conjunto de componentes, quatro interruptores ( $S_{o1}$ ,  $S_{o2}$ ,  $S_{o3}$  e  $S_{o4}$ ) e um filtro. De acordo com (ARAÚJO, ZACHARIAS e MALLWITZ, 2010), o desempenho e a aplicabilidade desse conversor é fortemente influenciado pela estratégia de modulação empregada. A modulação bipolar (MOHAN, 1995), também conhecida como dois níveis, usa uma única referência senoidal para um dos pares de interruptores diagonais ( $S_{o1}$  e  $S_{o4}$  ou  $S_{o2}$  e  $S_{o3}$ ), com o outro grupo usando o sinal complementar. Como resultado, dois níveis de tensão são modulados na saída, levando a uma alta ondulação de corrente para o filtro. Além disso, essa estratégia de modulação faz com que circule uma corrente nos diodos intrínsecos dos interruptores para o capacitor do *link* CC. O que resulta em perdas adicionais devido ao fluxo interno de energia reativa do inversor.

O uso da modulação unipolar (MOHAN, 1995), também conhecida como três níveis, emprega duas referências senoidais, defasadas em  $180^\circ$ , para modular cada fase da perna ( $S_{o1}$  e  $S_{o3}$  ou  $S_{o2}$  e  $S_{o4}$ ). Essa estratégia de modulação permite um nível de tensão adicional, diminuindo assim a ondulação de corrente que vai para o filtro. Além disso, os níveis de tensão de saída mudam efetivamente com a duplicação da frequência de chaveamento que leva a uma redução adicional do tamanho do filtro utilizado. Visto que todos os interruptores estão sempre operando, essa modulação faz com que as perdas de chaveamento desses interruptores sejam elevadas, o que tende a deteriorar o rendimento do inversor ponte completa (*full-bridge*). Por fim, outras estratégias de modulação podem ser utilizadas nesse conversor, tais como geométrica, vetorial, entre outros. Porém, isso agrega na complexidade de controle e operação do conversor e possivelmente de inclusão de hardware adicional para controlar a implementação dessas estratégias (PINHEIRO, 2015).

Por fim, o conversor *buck* com *unfolding* é apresentado na Figura 10(c). Para conexão desse conversor à rede elétrica é necessário um conjunto de componentes formado por: cinco interruptores ( $S_B$ ,  $S_{o1}$ ,  $S_{o2}$ ,  $S_{o3}$  e  $S_{o4}$ ), um indutor  $L_B$  e um capacitor  $C_B$ . Intrinsecamente, o indutor  $L_B$  e o capacitor  $C_B$  fazem parte do filtro. Essa topologia mantém as características

Figura 10 – Topologias básicas de inversores monofásicas. (a) meia-ponte (*half-bridge*). (b) conversor ponte completa (*full-bridge*). (c) conversor *buck* com *unfolding*.



positivas da modulação três níveis do inversor ponte completa. O interruptor  $S_B$  opera em alta frequência, onde o sinal de controle é gerado a partir da comparação da modulante com a portadora, enquanto que um dos pares de interruptores diagonais ( $S_{o1}$  e  $S_{o4}$  ou  $S_{o2}$  e  $S_{o3}$ ) faz a devida inversão da tensão  $V_{ab}$  para injetar corrente em fase com a rede elétrica. Essa inversão de tensão se dá quando a tensão da rede passa por zero, logo, os interruptores ( $S_{o1}$ ,  $S_{o2}$ ,  $S_{o3}$  e  $S_{o4}$ ) operam em baixa frequência, ou seja, a frequência da rede elétrica (60 Hz). Desta forma é evidente que esse conversor possui menores perdas de chaveamento porque somente um interruptor ( $S_B$ ) que opera em alta frequência.

Assim, devido às características de simplicidade de operação, redução de perdas de chaveamento, filtro de saída, nesse trabalho para o estágio CC-CA do microinversor com *link* CC é utilizado o conversor *buck* com *unfolding*.

### 2.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as arquiteturas dos microinversores. Nesse trabalho, o Microinversor com *link* CC foi escolhido para trabalhar, devido às suas características de simplicidade de operação, controle e possibilidade de desacoplar as potências CC e CA do sistema. Essa arquitetura apresenta dois estágios, um estágio CC-CC e outro estágio CC-CA. Entre esses dois estágios há um capacitor que desacopla a potência CC do CA.

Para o primeiro estágio ou estágio CC-CC do microinversor com *link* CC, dentre às topologias estudadas, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente foi escolhido devido as suas características. Estas são: menor número de componentes, simplicidade de operação e maior ganho de tensão. Além disso, para o segundo estágio foi adotado o conversor *buck* com *unfolding*. Essa topologia permite diminuir as perdas de comutação em relação às outras topologias de inversores apresentadas.

Desta forma foram instituídas as características necessárias para os Microinversores que são abordados nesse trabalho. O próximo capítulo tem por objetivo aferir se o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente está apto para atender aos objetivos desse trabalho.

### 3 CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE APLICADO NO ESTÁGIO CC-CC DO MICROINVERSOR COM *LINK* CC

Esse capítulo tem por objetivo analisar o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente aplicado no primeiro estágio do microinversor com *link* CC. Inicialmente deve ser destacado que todas as características avaliadas para os conversores desse trabalho são para o modo condução contínua (CCM). Assim, nas próximas duas seções são descritos o princípio de operação e o ganho estático do conversor. Em seguida, os esforços de tensão e corrente nos componentes são apresentados. Logo após, a estimativa de perdas e a metodologia de projeto do conversor são expostos. Por fim, para validar todas as análises teóricas do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, os resultados de simulação das perdas estimadas do mesmo são apresentados.

#### 3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR MEIA-PONTE ALIMENTADO EM CORRENTE

No CCM, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente apresenta quatro etapas de operação. A primeira e terceira etapa são idênticas e correspondem as etapas de magnetização dos indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ), essas duas etapas são idênticas. Enquanto que, a segunda e quarta são as etapas de magnetização e desmagnetização dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente.

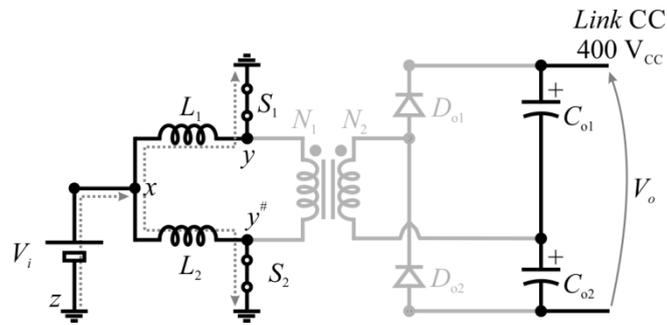
Para simplificar a análise do conversor, as seguintes considerações são realizadas:

- O conversor opera em regime permanente;
- A tensão de entrada ( $V_i$ ) é considerada constante;
- A relação de transformação do transformador é dada por  $N = N_2 / N_1$ ;
- Os capacitores de saída  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$  são considerados suficientemente grandes para considerar suas tensões constantes, sem ondulação;
- Todos os componentes são considerados ideais, i.e., sem perdas e componentes parasitas.

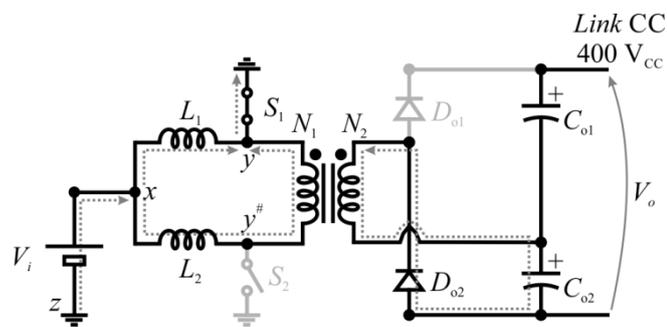
A Figura 11 apresenta o diagrama de circuito para cada uma das etapas de operação considerando um período de chaveamento. As principais formas de onda do conversor durante um período de comutação são ilustradas na Figura 12.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] (Figura 11(a)): Essa etapa inicia quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução. Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são magnetizados através da tensão de entrada  $V_i$ , portanto as suas correntes crescem, dadas por (21) e (22), respectivamente. As correntes nos

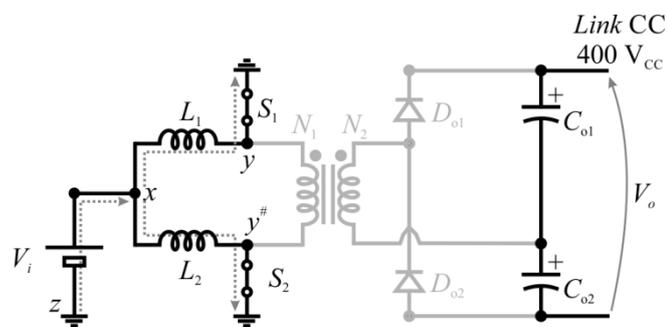
Figura 11 – Etapa de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente: (a) Primeira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Terceira Etapa; (d) Quarta Etapa.



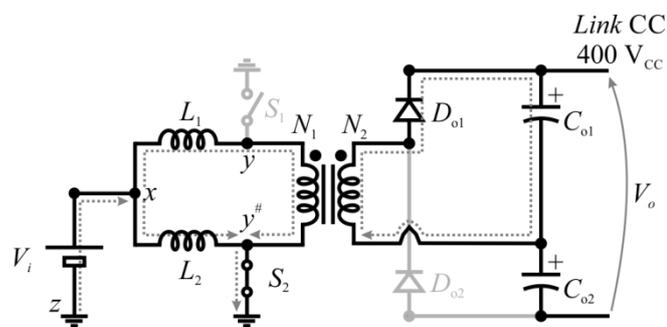
(a)



(b)



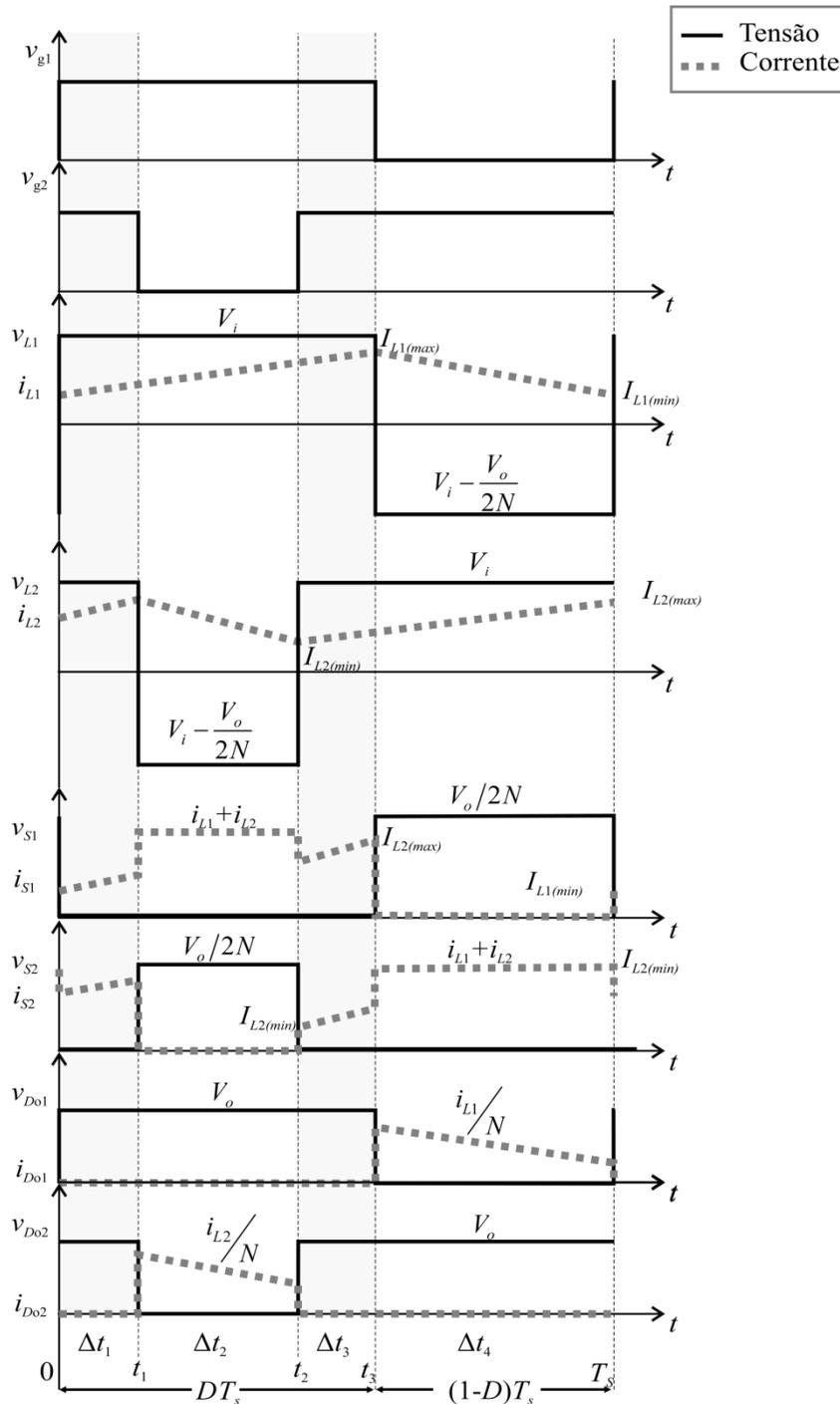
(c)



(d)

interruptores ( $i_{S1}$  e  $i_{S2}$ ) são iguais às correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representados por (23) e (24), respectivamente. A tensão do primário do transformador é zero, o que garante que nessa etapa ocorre a desmagnetização do transformador. Logo, a tensão no secundário do transformador é nulo, o que implica que os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o2}$  estão bloqueados.

Figura 12 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.



$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} \quad (21)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} \quad (22)$$

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} \quad (23)$$

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} \quad (24)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

*Segunda Etapa*  $[t_1 - t_2]$  (Figura 11(b)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado e o interruptor  $S_1$  permanece em condução. O indutor  $L_2$  é desmagnetizado através da diferença da tensão de entrada  $V_i$  pela tensão de saída refletida para o primário  $V_o/2N$ . A corrente do indutor  $L_2$  é dada por (25), enquanto que o indutor  $L_1$  permanece magnetizando (equação (26)). A corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual a soma das correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representado por (27). Enquanto que a corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, segundo (29). O diodo  $D_{o2}$  entra em condução e o diodo  $D_{o1}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (31) e (32), respectivamente.

$$i_{L2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{L_2} t + I_{L2(t_1)} \quad (25)$$

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_1)} \quad (26)$$

$$i_{S1} = i_{L1} + i_{L2} \quad (27)$$

substituindo (25) e (26) em (27) obtém-se:

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_1)} + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{L_2} t + I_{L2(t_1)} \quad (28)$$

$$i_{S2} = 0 \quad (29)$$

$$i_{D2} = \frac{i_{L2}}{N} \quad (30)$$

substituindo (25) em (30) obtém-se:

$$i_{D_{o2}} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{NL_2} t + \frac{I_{L2(t1)}}{N} \quad (31)$$

$$i_{D_{o1}} = 0 \quad (32)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é acionado.

*Terceira Etapa* [ $t_2 - t_3$ ] (Figura 11(c)): Essa etapa é idêntica à primeira etapa, isto é, as características de funcionamento são iguais. Portanto, não há necessidade de expor novamente o funcionamento dessa etapa. Somente cabe ressaltar que essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

*Quarta Etapa* [ $t_3 - T_s$ ] (Figura 11(d)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  permanece em condução. O indutor  $L_1$  é desmagnetizado através da diferença da tensão de entrada  $V_i$  pela tensão de saída refletida para o primário  $\frac{V_o}{2N}$ , sendo a sua corrente dada por (33), enquanto que a indutor  $L_2$  permanece magnetizando, representada por (34). A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual à soma das correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representado por (35). Enquanto que a corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual a zero, conforme (37). Nessa etapa o diodo  $D_{o1}$  entra em condução e o diodo  $D_{o2}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (38) e (40), respectivamente.

$$i_{L1} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{L_1} t + I_{L1(t1)} \quad (33)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t2)} \quad (34)$$

$$i_{S2} = i_{L1} + i_{L2} \quad (35)$$

substituindo (33) e (34) em (35) obtêm-se:

$$i_{S2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{L_1} t + I_{L2(t2)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t2)} \quad (36)$$

$$i_{S1} = 0 \quad (37)$$

$$i_{D_{o2}} = \frac{i_{L1}}{N} \quad (38)$$

substituindo (33) em (38) obtêm-se:

$$i_{D2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{NL_1} t + \frac{I_{L1(t3)}}{N} \quad (39)$$

$$i_{D1} = 0 \quad (40)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é acionado. Desta forma se completa um período de chaveamento do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

### 3.2 GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

Na seção 2.2.1, o ganho do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente foi apresentado, conforme (3). Com o objetivo de auxiliar as próximas avaliações, a seguir é apresentado o procedimento de como encontrar o ganho estático do conversor. Inicialmente é necessário fazer o balanço de energia nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para um período de chaveamento, dado por (41).

$$\int_{t_0}^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{L1} dt + \int_{t_2}^{t_3} v_{L1} dt + \int_{t_3}^{T_s} v_{L1} dt + \int_{t_0}^{t_1} v_{L2} dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{L2} dt + \int_{t_2}^{t_3} v_{L2} dt + \int_{t_3}^{T_s} v_{L2} dt = 0 \quad (41)$$

Com o auxílio da Figura 12 que representa as principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, (41) pode ser reescrita:

$$\int_{t_0}^{t_1} v_i dt + \int_{t_1}^{t_2} v_i dt + \int_{t_2}^{t_3} v_i dt + \int_{t_3}^{T_s} \left( v_i - \frac{V_o}{2N} \right) dt + \int_{t_0}^{t_1} v_i dt + \int_{t_1}^{t_2} \left( v_i - \frac{V_o}{2N} \right) dt + \int_{t_2}^{t_3} v_i dt + \int_{t_3}^{T_s} v_i dt = 0 \quad (42)$$

considerando que  $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ ,  $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ ,  $\Delta t_3 = t_3 - t_2$ ,  $\Delta t_4 = T_s - t_3$

$$V_i \Delta t_1 + V_i \Delta t_2 + V_i \Delta t_3 + \left( V_i - \frac{V_o}{2N} \right) \Delta t_4 + V_i \Delta t_1 + \left( V_i - \frac{V_o}{2N} \right) \Delta t_2 + V_i \Delta t_3 + V_i \Delta t_4 = 0 \quad (43)$$

Conforme pode ser visto na Figura 12, para o interruptor  $S_1$ , a razão cíclica é  $DT_s = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3$  e o seu complementar é dado por  $(1-D)T_s = \Delta t_4$ . Enquanto que para o interruptor  $S_2$ , a razão cíclica é  $DT_s = \Delta t_1 + \Delta t_3 + \Delta t_4$  e o seu complementar é dado por  $(1-D)T_s = \Delta t_2$ . Desta forma, (43) pode ser reescrita:

$$DT_s V_i + \left( V_i - \frac{V_o}{2N} \right) (1-D)T_s + DT_s V_i + \left( V_i - \frac{V_o}{2N} \right) (1-D)T_s = 0 \quad (44)$$

resolvendo (44):

$$2(D+1-D)V_i = 2(1-D)\frac{V_o}{2N} \quad (45)$$

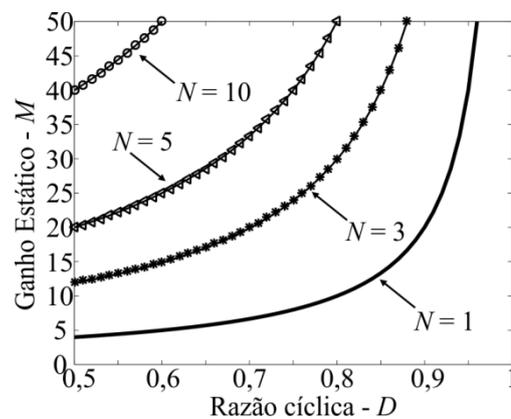
$$V_i = \frac{(1-D)}{2N} V_o \quad (46)$$

assim, o ganho estático ( $M$ ) do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente no MCC (que já foi apresentado por (3)) é encontrado. Com o intuito de auxiliar na leitura, o ganho estático do conversor é apresentado novamente abaixo:

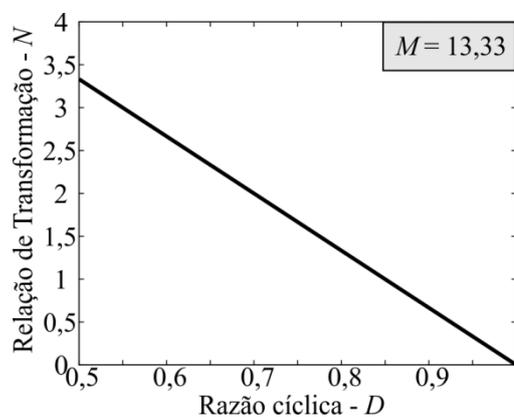
$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2N}{1-D} \quad (47)$$

Para avaliar (47), a Figura 13 foi gerada. A Figura 13(a) apresenta o comportamento do ganho estático do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente variando a razão cíclica ( $D$ ), utilizando diferentes valores da relação de transformação do transformador ( $N$ ). Observa-se que quanto maior é a razão cíclica ( $D$ ) e a relação de transformação do transformador ( $N$ ), maior é o ganho estático ( $M$ ) do conversor. Conforme é discutido nos artigos (ANDRADE, SCHUCH, *et al.*, 2018) e (ANDRADE, HEY, *et al.*, 2018) é necessário

Figura 13 – Comportamento do: (a) Ganho estático ( $M$ ) do *CHSB* vs razão cíclica ( $D$ ), considerando diferentes valores da relação de transformação  $N$ . (b) Relação de Transformação ( $N$ ) do *CHSB* vs razão cíclica ( $D$ ), considerando um ganho estático  $M = 13,33$ .



(a)



(b)

reduzir a razão cíclica ( $D$ ) e a relação de transformação ( $N$ ) do transformador dos conversores para que esses alcancem um bom desempenho em relação ao rendimento. Assim, considerando um ganho estático  $M = 13,33$  (ganho desejada nesse trabalho), a Figura 13(b) foi gerada. Como pode ser visto, para esse ganho estático, com a razão cíclica mínima ( $D = 0,5$ ), a relação de transformação é 3,33. Com o aumento da razão cíclica, a relação de transformação diminui, isto é, a relação entre essas duas variáveis é inversamente proporcional. Essa característica é considerada nas próximas avaliações feitas nesse trabalho.

### 3.3 ESFORÇO DE TENSÃO E DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE

Os esforços de tensão nos semicondutores auxiliam na escolha certa desses componentes a serem utilizados nos protótipos. Inicialmente, os esforços de tensão do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente são apresentados e posteriormente os esforços de corrente.

O esforço máximo de tensão nos interruptores é igual ( $V_{S1} = V_{S2}$ ), que é dado por (48).

$$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{1}{(1-D)} V_i = \frac{V_o}{2N} \quad (48)$$

O esforço máximo de tensão nos diodos é igual ( $V_{D_{o1}} = V_{D_{o2}}$ ) e é dado por (49).

$$V_{D_{o1}} = V_{D_{o2}} = \frac{2N}{1-D} V_i = V_o \quad (49)$$

Com o auxílio da Figura 12 e (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2003), a corrente nos interruptores pode ser escrita conforme (50).

$$I_{S_1(rms)} = I_{S_2(rms)} = \sqrt{\sum_{u=1}^4 \Delta_u I_i^2} \quad (50)$$

em que  $u$  é o tempo de cada intervalo,  $u = 1, 2, 3$  ou  $4$ .

A corrente nos diodos é igual à corrente do secundário do transformador  $I_{N2}$ , quando esses estão conduzindo. Logo  $i_{D_{o1}}$  e  $i_{D_{o2}}$  são definidos por (51).

$$i_{D_{o1}} = i_{D_{o2}} = I_{N2} \quad (51)$$

Com isso é possível encontrar o valor RMS das correntes nos diodos, através de (52).

$$I_{D_{o1}(rms)} = I_{D_{o2}(rms)} = \sqrt{\sum_{u=1}^4 \Delta_u I_{N2}^2} \quad (52)$$

cabe lembrar que, quando o diodo  $D_{o1}$  está conduzindo,  $i_{D_{o1}} = \frac{i_{L2}}{N}$ . Enquanto que, quando o diodo  $D_{o2}$  está conduzindo,  $i_{D_{o2}} = \frac{i_{L1}}{N}$ .

### 3.4 ESTIMATIVA DE PERDAS DO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE

Considerando a utilização de interruptores do tipo MOSFET, os interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ) apresentam perdas de condução e de chaveamento. As perdas de condução dependem da resistência de condução do interruptor ( $R_{DS(ON)}$ ) e da corrente *RMS* dos interruptores. Portanto a perda de condução dos interruptores é dada por (53).

$$P_{RDS(ON)} = R_{DS(ON)} I_{S(rms)}^2 \quad (53)$$

Em relação às perdas de chaveamento, as mesmas são dadas por (54).

$$P_{SW} = \frac{1}{2} (f_s L_k I_{L(max)}^2 + f_s C_{OSS} V_s) \quad (54)$$

em que  $f_s$  é a frequência de chaveamento,  $L_k$  é a indutância de dispersão do transformador,  $I_{L(max)}$  é a corrente máxima do indutor,  $V_s$  é a tensão nos interruptores e  $C_{OSS}$  é a capacitância de saída do interruptor (*datasheet*).

Visto que o conversor apresenta dois interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ), as perdas totais nos interruptores podem ser calculadas por (55).

$$P_S = 2 (P_{RDS(ON)} + P_{SW}) \quad (55)$$

As perdas nos diodo são dadas por (56):

$$P_{D1} = P_{D2} = r_F I_{Drms}^2 \quad (56)$$

em que  $r_F$  é a resistência que depende da queda de tensão no sentido direto do diodo ( $v_F$ ) e a corrente que passa pelo diodo, sendo esses dados encontrados no *datasheet* no componente.

Referente ao indutor, de forma simplificada, as perdas dependem da resistência do indutor e da sua corrente *RMS* mais as perdas no núcleo, conforme pode ser visto em (57).

$$P_L = 2 \left( r_L I_{L\_rms}^2 + \sum_h^H (a B_{pk(h)}^b f_s^c) A_{e(h)} I_{e(h)} \right) \quad (57)$$

em que o fator 2 é devido que o conversor possui dois indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ),

$I_{L\_rms} = \frac{\sqrt{D} I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{3} \right)^2}$ ,  $B_{pk}$  é a densidade do fluxo magnético da CA para o núcleo do

dispositivo magnético;  $l_e$  é o comprimento médio do fio e  $A_e$  é a área central transversal do núcleo, a, b e c são coeficientes dados no catálogo da *Magnetics*. Todos os dados são informados no catálogo da *Magnetics* (MAGNETICS, 2016).

Prosseguindo, as perdas no primário do transformador dependem da sua resistência e da sua corrente e da sua indutância de dispersão ( $L_k$ ), que é a dada por (58).

$$P_{T_{N1}} = 2r_{N1} \left( \frac{I_i \sqrt{1-D}}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{3} \right)^2} \right)^2 + \frac{1}{2} L_k I_{L(pico)}^2 f_s \quad (58)$$

A corrente no secundário do transformador é igual à corrente nos diodos, com isso as perdas no secundário podem ser calculadas por (59).

$$P_{T_{N2}} = 2r_{N2} \left( \frac{I_i \sqrt{1-D}}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{3} \right)^2} \right)^2 \quad (59)$$

Dessa maneira, as perdas totais no transformador podem ser encontradas de acordo com (60). Cabe salientar que para o núcleo utilizado nesse trabalho, o fabricante do núcleo informa as perdas que esse núcleo possui (MAGGMATEC, 2018).

$$P_T = P_{RT1} + P_{RT2} \quad (60)$$

Por fim, são calculadas as perdas nos capacitores de saída  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ . As perdas nos capacitores dependem da sua corrente *RMS* e do valor da sua resistência equivalente série (*ESR*). A perda nos capacitores é dada por (61).

$$P_{Co1} = P_{Co2} = I_{Co(rms)}^2 ESR \quad (61)$$

onde a corrente *RMS* nos capacitores pode ser considerado como  $I_{Co1(rms)} = I_{Co2(rms)} = I_o$ .

Sabendo que o conversor apresenta dois capacitores, logo as suas perdas são dadas por (62).

$$P_{Co} = I_{Co1(rms)}^2 ESR + I_{Co2(rms)}^2 ESR \quad (62)$$

Após apresentar as perdas em cada um dos elementos do conversor, as perdas estimadas do mesmo são dadas por (63).

$$P_{est} = P_s + P_D + P_L + P_T + P_{Co} \quad (63)$$

Por fim, o rendimento estimado do conversor é calculado conforme (64).

$$\eta = \left( 1 - \frac{P_{est}}{P_o} \right) 100\% = \left( 1 - \frac{P_s + P_D + P_L + P_T + P_{Co}}{P_o} \right) 100\% \quad (64)$$

A partir das perdas e do rendimento estimados pode-se prever se o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente junto com o estágio CC-CA do microinversor alcançara um bom desempenho em relação ao rendimento. Para isso, a seção a seguir apresenta a metodologia de projeto dos componentes do conversor.

### 3.5 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR

A partir dos esforços de tensão nos semicondutores é possível encontrar os valores necessários de tensão e corrente que esses componentes devem suportar. Em relação aos componentes passivos (indutor, transformador e capacitor), a metodologia de projeto aplicado é apresentada a seguir. Inicialmente, o ganho de tensão deve ser encontrado, sendo definido em (65).

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2N}{1-D} \quad (65)$$

Desta forma, a relação de transformação ( $N$ ) do transformador pode ser encontrada em (66).

$$N = \frac{M(1-D)}{2} \quad (66)$$

Os valores dos indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) podem ser encontrados através de (67).

$$L = \frac{DV_i}{2f_s \Delta I_L} \quad (67)$$

Em relação aos capacitores ( $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ ), eles podem ser calculados conforme é definido em (68).

$$C = \frac{DI_o}{f_s \Delta V_{\max}} \quad (68)$$

Para projetar os componentes do conversor, os parâmetros de entrada são dados na Tabela 4.

### 3.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO RENDIMENTO ESTIMADO DO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE

Após estabelecer a metodologia para calcular o rendimento estimado e o projeto dos componentes do conversor meia-ponte alimentado em corrente, essa seção tem por objetivo avaliar essas metodologias. Como pode ser visto, o modelo do painel solar utilizado nesse trabalho é ZM-200W-30V (Hebei Zhongming Energy Technology Co, 2017). Visto que a

Tabela 4 – Parâmetros de entrada do estágio CC-CC do microinversor com *link* CC

Parâmetros	Valor
Tensão do <i>link</i> CC – $V_o$ ou $V_{LinkCC}$	400 V
Potência Máxima de MPPT do Painel* – $P_i$	200 W
Tensão Máxima de MPPT do Painel* – $V_i$	30 V
Corrente Máxima de MPPT do Painel* – $I_i$	6,67 A
Ganho de Tensão – $M$	13,33
Frequência de chaveamento – $f_s$	48 kHz

\* Modelo do painel considerado ZM-200W-30V

Fonte: Autor

Tabela 5 – Parâmetros do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente

Parâmetros	Valor
Indutores (77192*) – $L_1$ e $L_2$	318 $\mu$ H (54 m $\Omega$ )
Ondulação da corrente nos indutores – $\Delta I_{L1}$ e $\Delta I_{L2}$	30 %
Capacitores – $C_{o1}$ e $C_{o2}$	9 $\mu$ F (150 m $\Omega$ )
Ondulação de tensão nos Capacitores – $\Delta C_{o1}$ e $\Delta C_{o2}$	1 %
Interruptores – $S_1$ e $S_2$	IRFP4668 (200 V/ 130 A/ 8 m $\Omega$ )
Diodos – $D_{o1}$ e $D_{o2}$	C4D20120A (1200 V/ 26 A/ 740 m $\Omega$ )
Transformador (MMT520T30.20.10B**) – $N_1:N_2$	10:34 (48 m $\Omega$ : 156 m $\Omega$ )
Relação de Transformação – $N$	3,4
Razão cíclica – $D$	0,51

\* Núcleo KoolM $\mu$  fabricado por Magnetics®. \*\* Núcleo Nanocristalino fabricado por Magmattec®.

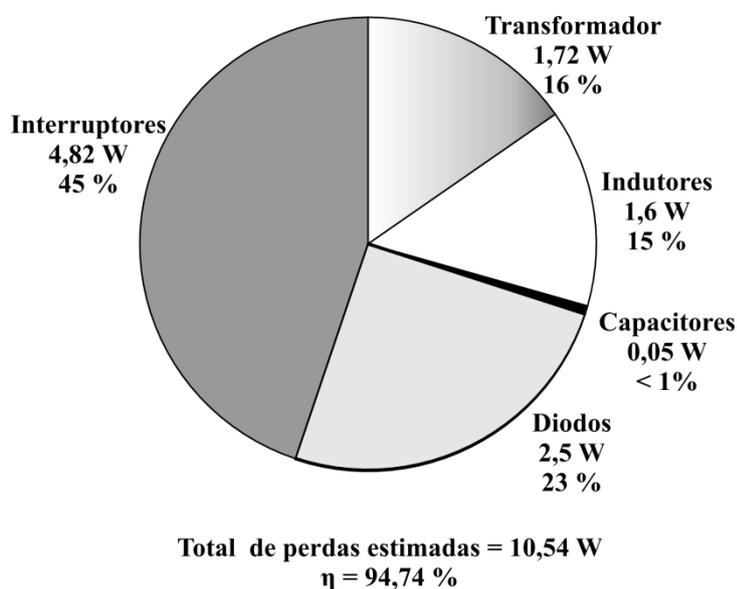
Fonte: Autor

tensão do *link* CC na nominal é 400 V, o ganho estático do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente é  $M = 13,33$ . A partir disso e com auxílio da Figura 13(b), a razão cíclica e a relação de transformação para o conversor são:  $D = 0,51$  e  $N = 3,4$ . Desta forma, os valores dos componentes do conversor são calculados e dados na Tabela 5.

A partir disso, as perdas estimadas do conversor podem ser encontradas. A Figura 14 apresenta a distribuição de perdas do conversor, considerando o ponto nominal de operação. Como pode ser visto, as perdas nos interruptores são predominantes, sendo elas aproximadamente  $P_S = 4,82$  W. Em seguida, se tem as perdas nos diodos  $P_D = 2,5$  W. Em relação aos magnéticos, transformador e indutores, as suas perdas são  $P_T = 1,72$  e  $P_L = 1,6$  W, respectivamente. Por fim, as perdas nos capacitores são  $P_C = 0,05$  W. Esse conjunto de perdas totaliza em 10,54 W. Assim, para esse ponto de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, o rendimento estimado é 94,74 %.

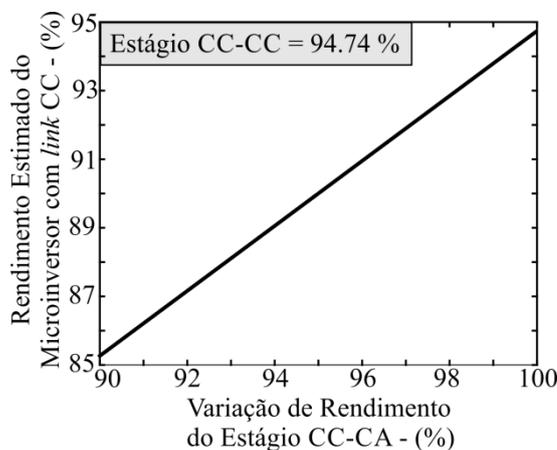
Conforme foi apresentado em (1), o rendimento total do microinversor é dado pela multiplicação do rendimento do estágio CC-CC com o estágio CC-CA. Conhecendo o rendimento estimado do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente (94,74 %), o rendimento total do microinversor pode ser estimado, como pode ser visto na Figura 15. Na Figura 15 é considerada uma variação de rendimento (90 % - 100 %) do estágio CC-CA vezes o rendimento do estágio CC-CC (94,74 %, previamente calculado). De acordo com a Figura 15, fica evidente que o rendimento total do microinversor alcança o valor máximo de

Figura 14 – Perdas estimadas do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.



Fonte: Autor

Figura 15 – Análise do comportamento das perdas estimadas do Microinversor considerando o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.



Fonte: Autor

rendimento 94,74 %, isso se o rendimento do estágio CC-CA alcançar 100 % de rendimento. Para que isso ocorra, o estágio CC-CA deve ser livre de perdas, porém isso não é possível. O que implica que o rendimento total do microinversor será menor que 94,74 %. Além disso, como pode ser visto na Figura 15, à medida que o rendimento do estágio CC-CA diminui, o rendimento total do microinversor diminui.

A partir disso fica evidente que para que o microinversor possua um rendimento maior, o estágio CC-CC deve alcançar um rendimento maior. Nesse sentido, no próximo capítulo deste trabalho são apresentados os conversores elevadores de tensão propostos que são baseados na associação de circuitos elevadores de tensão com o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

### 3.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Inicialmente foram apresentadas as etapas de operação do conversor operando no modo de condução contínua. Em seguida, o ganho estático do mesmo foi encontrado através do balanço de energia nos indutores. Posteriormente, os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor foram apresentados. A partir disso, a metodologia para estimar as perdas em cada um dos componentes, o rendimento e o projeto do conversor foi descrito. Para validar essas análises foi feito um exemplo de projeto e encontrado o rendimento estimado do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

O rendimento estimado do conversor meia-ponte alimentado em corrente é 94,74 %, considerando o ponto de operação de 200 W. Esse rendimento ao ser multiplicado pelo rendimento do estágio CC-CA é sempre menor que 94,74 %. Logo, o rendimento estimado do microinversor vai estar nessa faixa. Assim, fica evidente que para melhor essa característica, o desempenho do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente deve ser melhorado.

## 4 ESTUDO DOS CONVERSORES DE ALTO GANHO DE TENSÃO BASEADOS NO CONVERSOR MEIA-PONTE ISOLADO ALIMENTADO EM CORRENTE ASSOCIADO COM AS TÉCNICAS DE CIRCUITOS ELEVADORES DE TENSÃO

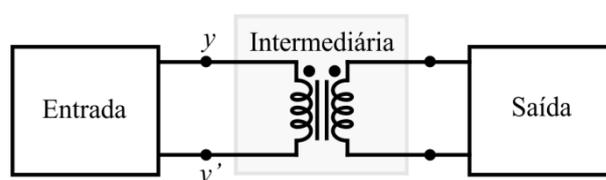
Este capítulo propõe e apresentar detalhadamente as topologias geradas a partir da associação das técnicas de circuitos elevadores de tensão no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. As análises feitas nesse capítulo em relação ao ganho estático, esforço, estimativas de perdas e metodologia de projeto, seguem o mesmo princípio apresentado no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

### 4.1 PROPOSTA DE CONVERSORES DE ALTO GANHO DE TENSÃO

O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente pode ser representado como blocos da seção de entrada, intermediária e de saída, conforme pode ser visto na Figura 16. O transformador faz parte da seção intermediária, o que facilita na manipulação do circuito do lado de entrada e de saída. Assim, inicialmente serão apresentados os conversores gerados a partir da associação de técnicas de circuitos elevadores de tensão na seção de entrada do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente e posteriormente os conversores gerados a partir da associação das técnicas de circuitos elevadores de tensão na saída do conversor.

Uma forma simples de associar técnicas de circuitos elevadores de tensão com características de fonte de corrente é através dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Nesse sentido, as técnicas apresentadas no capítulo 2 são associadas no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, isto é, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  serão substituídos por essas células. Somente para lembrar, as técnicas de circuitos elevadores de tensão escolhidas no capítulo 2 que podem ser associadas na entrada do conversor são: indutor chaveado (*IC*) ilustrada na Figura 7(a); indutor chaveado e *super-lift*

Figura 16 – Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente representado por seções.



(*ICSL*) apresentada na Figura 7(b); e *reduced redundant power processing (R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>)* conforme pode ser visto na Figura 7(c).

A partir da associação da técnica de indutor chaveado com o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente é gerado o conversor denominado meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado (*CHSB-IC*), que é apresentado na Figura 17(a). Outra combinação proposta é a combinação da técnica de indutor chaveado e *super-lift* com o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, acarretando assim o conversor chamado meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift (CHSB-ICSL)*, que é ilustrado na Figura 17(b). Por fim, a última técnica associada na seção de entrada do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente é a *reduced redundant power processing* que origina o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing (CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>)*, conforme pode ser visto na Figura 17(c).

Em relação à associação de técnica de circuitos elevadores de tensão na seção de saída do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, conforme é apresentada no capítulo 2, a técnica que pode ser utilizada é a Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. A partir dessa combinação é proposto o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão (*CHSB-CW*), que é apresentado na Figura 18. Desse modo, além do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, quatro novas topologias de alto ganho de tensão são propostas nesse trabalho. As características de funcionamento desses conversores são análogas às do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, isto é, todas apresentam quatro etapas de operação. Desta forma, a seguir é descrito o princípio de operação de cada um dos conversores propostos.

#### 4.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Conforme dito anteriormente, no modo de condução contínua, todos os conversores apresentam quatro etapas de operação. Inicialmente, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado (Figura 17(a)) é analisado. Posteriormente, as mesmas análises são feitas para o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* (Figura 17(b)) e para o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*(Figura 17(c)). Por fim, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão (Figura 18) é analisado.

Para simplificar a análise dos conversores, as seguintes considerações são realizadas:

- Os conversores operam em regime permanente;

Figura 17 – Conversor meia-ponte isolado alimentado com: (a) célula de indutor chaveado. (b) Célula de indutor chaveado e *super-lift*. (c) *Reduced redundant power processing*.

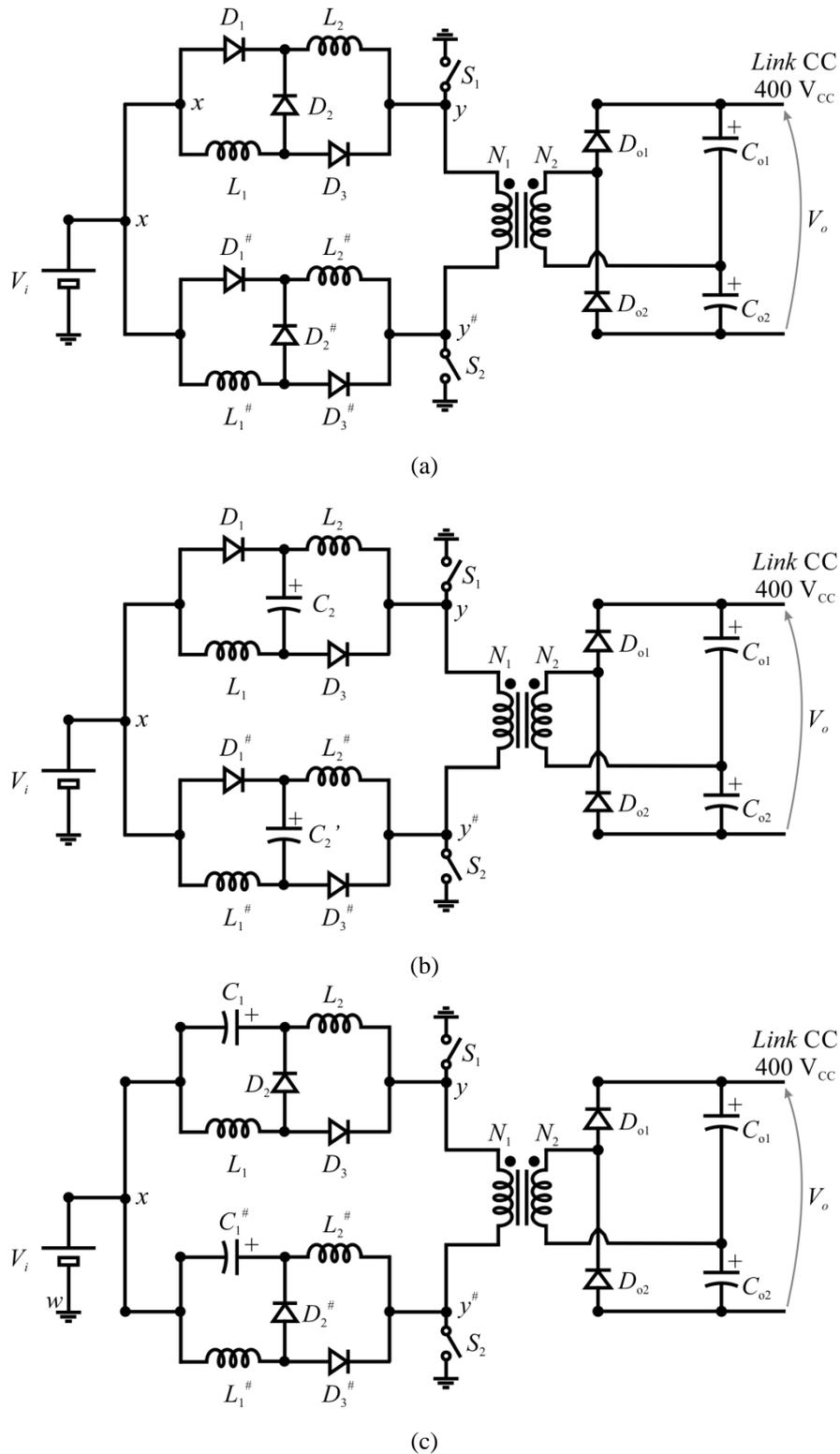
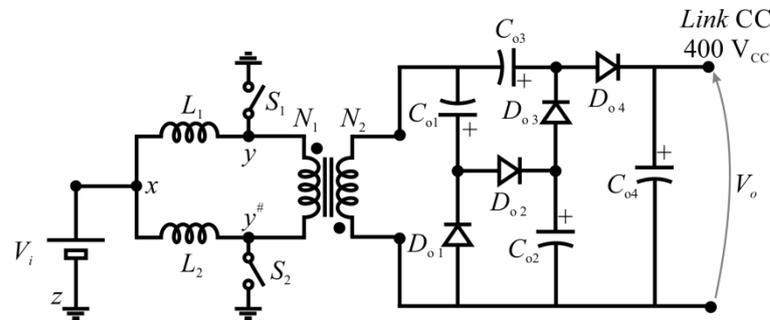


Figura 18 – Conversor meia-ponte isolado alimentado com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão.



Fonte: Autor

- A tensão de entrada ( $V_i$ ) é considerada constante;
- A relação de transformação do transformador é dada por  $N = \frac{N_2}{N_1}$ ;
- Os capacitores dos conversores são considerados suficientemente grandes para considerar as tensões constantes, sem ondulação;
- Todos os componentes são considerados ideais, i.e., sem perdas e componentes parasitas.
- Os componentes que possuem o subscrito (#) são complementares dos componentes que não possuem esse subscrito. Exemplificando  $L_1^\#$  é complementar de  $L_1$ .

#### 4.2.1 Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado

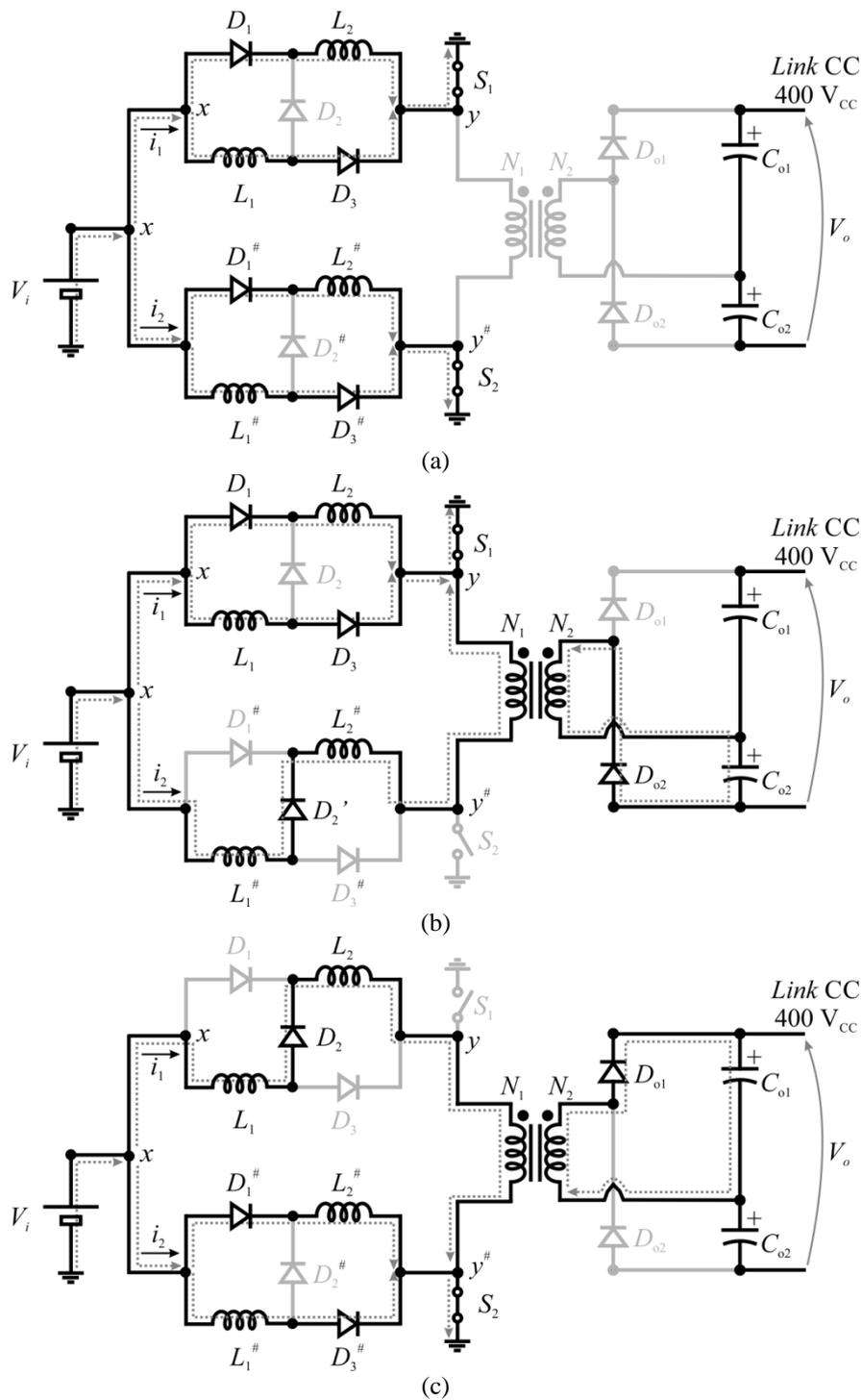
Assim como no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, a primeira e terceiras etapas são as etapas de magnetização dos indutores. Essas duas etapas são idênticas, enquanto que, a segunda e quarta são as etapas de magnetização e desmagnetização dos indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e ( $L_1^\#$  e  $L_2^\#$ ), respectivamente e vice-versa.

A Figura 19 apresenta o diagrama de circuito para cada uma das etapas de operação considerando um período de chaveamento. As principais formas de onda do conversor durante um período de comutação são ilustradas na Figura 20.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] (Figura 19(a)): Essa etapa inicia quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução. Todos os indutores são magnetizados através da tensão de entrada  $V_i$ , portanto as suas correntes crescem, dadas por (69), (70), (71) e (72).

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} \quad (69)$$

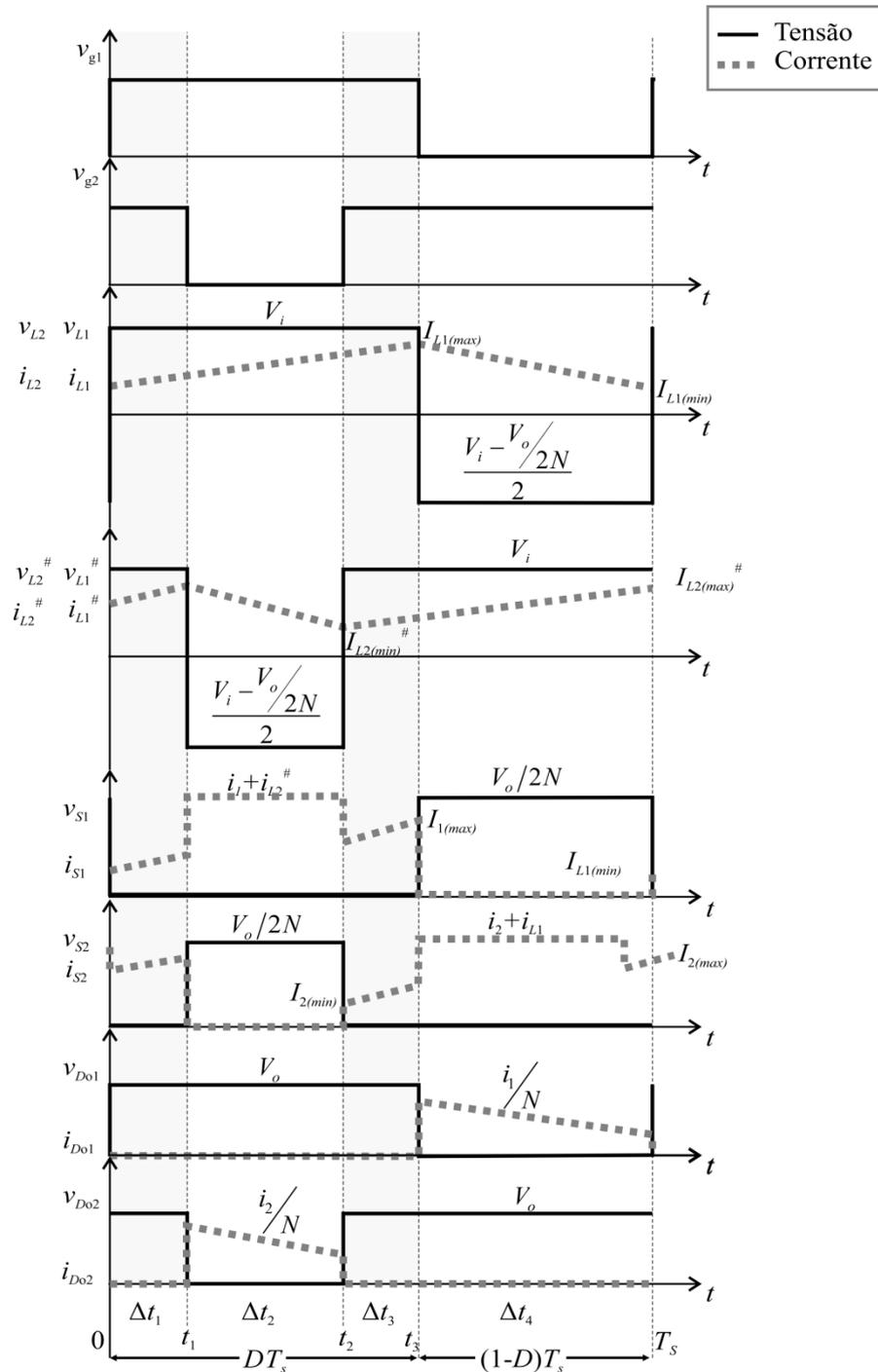
Figura 19 – Etapas de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado: (a) Primeira e Terceira Etapas; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa.



$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t_0)} \quad (70)$$

$$i_{L1}^\# = \frac{V_i}{L_1^\#}t + I_{L1(t_0)}^\# \quad (71)$$

Figura 20 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado.



$$i_{L2}^{\#} = \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(to)}^{\#} \quad (72)$$

A corrente de entrada das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (73) e (74), respectivamente.

$$i_1 = i_{L1} + i_{L2} \quad (73)$$

$$i_2 = i_{L1}^{\#} + i_{L2}^{\#} \quad (74)$$

substituindo (69) e (70) em (73), (71) e (72) em (74), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (75) e (76).

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(to)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(to)} \quad (75)$$

$$i_2 = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(to)}^{\#} + \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(to)}^{\#} \quad (76)$$

As correntes nos interruptores ( $i_{S1}$  e  $i_{S2}$ ) são iguais às correntes  $i_1$  e  $i_2$ , representados por (77) e (78), respectivamente. Os diodos ( $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_1^{\#}$  e  $D_3^{\#}$ ) estão diretamente polarizados, sendo suas correntes definidas em (79), (80), (81) e (82). Por outro lado, os diodos ( $D_2$  e  $D_2^{\#}$ ) estão reversamente polarizados, conseqüentemente suas correntes são nulas, dadas por (83) e (84).

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(to)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(to)} \quad (77)$$

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(to)}^{\#} + \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(to)}^{\#} \quad (78)$$

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(to)} \quad (79)$$

$$i_{D3} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(to)} \quad (80)$$

$$i_{D1}^{\#} = \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(to)}^{\#} \quad (81)$$

$$i_{D3}^{\#} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(to)}^{\#} \quad (82)$$

$$i_{D2} = 0 \quad (83)$$

$$i_{D2}^{\#} = 0 \quad (84)$$

A tensão do primário no transformador é zero, o que garante a desmagnetização do transformador. Logo, a tensão no secundário do transformador é nula, o que implica que os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o2}$  estão bloqueados, assim, suas correntes são nulas, conforme (85) e (86).

$$i_{D_{o1}} = 0 \quad (85)$$

$$i_{D_{o2}} = 0 \quad (86)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

*Segunda Etapa*  $[t_1 - t_2]$  (Figura 19(b)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado e o interruptor  $S_1$  permanece em condução. Os indutores  $L_1^\#$  e  $L_2^\#$  estão desmagnetizando através da metade da diferença da tensão de entrada  $V_i$  pela tensão de saída refletida para o primário  $V_o/2N$ . As correntes dos indutores  $L_1^\#$  e  $L_2^\#$  são dadas por (87) e (88), enquanto que os indutores  $L_1$  e  $L_2$  permanecem magnetizando, conforme (89) e (90).

$$i_{L_1^\#} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#} t + I_{L_1(t_1)}^\# \quad (87)$$

$$i_{L_2^\#} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#} t + I_{L_2(t_1)}^\# \quad (88)$$

$$i_{L_1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L_1(t_1)} \quad (89)$$

$$i_{L_2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L_2(t_1)} \quad (90)$$

As correntes de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (91) e (92), respectivamente.

$$i_1 = i_{L_1} + i_{L_2} \quad (91)$$

$$i_2 = i_{L_1^\#} = i_{L_2^\#} \quad (92)$$

substituindo (89) e (90) em (91), (87) e (88) em (92), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (93) e (94).

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L_1(t_1)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L_2(t_1)} \quad (93)$$

$$i_2 = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#} t + I_{L_1(t_1)}^\# = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#} t + I_{L_2(t_1)}^\# \quad (94)$$

A corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual à soma das correntes de entrada de cada uma das células  $i_1$  e  $i_2$ , representadas por (95) ou (96), enquanto que a corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, segundo (97).

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t)} + \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t)} + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#}t + I_{L1(t)}^\# \quad (95)$$

ou

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t)} + \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t)} + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#}t + I_{L2(t)}^\# \quad (96)$$

$$i_{S2} = 0 \quad (97)$$

Os diodos ( $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_2^\#$ ) estão conduzindo nesta etapa, sendo suas correntes definidas em (98), (99) e (100). Por outro lado, os diodos ( $D_1^\#$ ,  $D_3^\#$  e  $D_2$ ) estão bloqueados. As suas correntes são dadas por (101), (102) e (103).

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t)} \quad (98)$$

$$i_{D3} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t)} \quad (99)$$

$$i_{D2^\#} = i_2 = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#}t + I_{L1(t)}^\# = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#}t + I_{L2(t)}^\# \quad (100)$$

$$i_{D1^\#} = 0 \quad (101)$$

$$i_{D3^\#} = 0 \quad (102)$$

$$i_{D2} = 0 \quad (103)$$

Nessa etapa o diodo  $D_{o2}$  entra em condução e o diodo  $D_{o1}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (104) e (106), respectivamente.

$$i_{D_{o2}} = \frac{i_2}{N} \quad (104)$$

substituindo (94) em (104), obtém-se:

$$i_{D_{o2}} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\# N}t + \frac{I_{L1(t)}^\#}{N} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\# N}t + \frac{I_{L2(t)}^\#}{N} \quad (105)$$

$$i_{D_{o1}} = 0 \quad (106)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é acionado.

*Terceira Etapa* [ $t_2 - t_3$ ] (Figura 19(b)): Essa etapa é idêntica à primeira etapa, isto é, as características de funcionamento são iguais. Portanto, não há necessidade de expor novamente o funcionamento dessa etapa. Somente cabe ressaltar que essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

*Quarta Etapa* [ $t_3 - T_s$ ] (Figura 19(d)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  permanece em condução. Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizados através da metade da diferença da tensão de entrada  $V_i$  pela tensão de saída refletida para o primário  $V_o/2N$ , sendo as suas correntes dadas por (107) e (108). Por outro lado, os indutores  $L_1^\#$  e  $L_2^\#$  permanecem magnetizando, representada por (109) e (110).

$$i_{L1} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1} t + I_{L1(t3)} \quad (107)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L2(t3)} \quad (108)$$

$$i_{L1}^\# = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(t3)}^\# \quad (109)$$

$$i_{L2}^\# = \frac{V_i}{L_2^\#} t + I_{L2(t1)}^\# \quad (110)$$

A corrente de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (111) e (112), respectivamente.

$$i_1 = i_{L1} = i_{L2} \quad (111)$$

$$i_2 = i_{L1}^\# + i_{L2}^\# \quad (112)$$

substituindo (107) e (108) em (111), (109) e (110) em (112), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (113) e (114).

$$i_1 = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1} t + I_{L1(t3)} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L2(t3)} \quad (113)$$

$$i_2 = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(t3)}^\# + \frac{V_i}{L_2^\#} t + I_{L2(t3)}^\# \quad (114)$$

A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual à soma das correntes de entrada cada de uma das células  $i_1$  e  $i_2$ , representadas por (115) ou (116). Enquanto que a corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, segundo (117).

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(t3)}^\# + \frac{V_i}{L_2^\#} t + I_{L2(t3)}^\# + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1} t + I_{L1(t3)} \quad (115)$$

ou

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(t3)}^\# + \frac{V_i}{L_2^\#} t + I_{L2(t3)}^\# + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L2(t3)} \quad (116)$$

$$i_{S1} = 0 \quad (117)$$

Os diodos ( $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_2^\#$ ) estão bloqueados nesta etapa, sendo suas correntes definidas em (118), (119) e (120). Por outro lado, os diodos ( $D_1^\#$ ,  $D_3^\#$  e  $D_2$ ) estão conduzindo. As suas correntes são dadas por (121), (122) e (123).

$$i_{D1} = 0 \quad (118)$$

$$i_{D3} = 0 \quad (119)$$

$$i_{D2^\#} = 0 \quad (120)$$

$$i_{D1^\#} = \frac{V_i}{L_2^\#} t + I_{L2(t3)}^\# \quad (121)$$

$$i_{D3^\#} = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(t3)}^\# \quad (122)$$

$$i_{D2} = i_1 = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1} t + I_{L1(t3)} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L2(t3)} \quad (123)$$

Nessa etapa o diodo  $D_{o1}$  entra em condução e o diodo  $D_{o2}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (124) e (126), respectivamente.

$$i_{D_{o1}} = \frac{i_1}{N} \quad (124)$$

substituindo (114) em (124), obtém-se:

$$i_{D_{o1}} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1 N} t + \frac{I_{L1(t3)}}{N} = \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2 N} t + \frac{I_{L2(t3)}}{N} \quad (125)$$

$$i_{D_{o2}} = 0 \quad (126)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é acionado. Desta forma se completa um período de chaveamento do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado.

#### 4.2.2 Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift*

A primeira e terceira etapa são as etapas de magnetização dos indutores, essas duas etapas são idênticas. Enquanto que, a segunda e quarta são as etapas de magnetização e desmagnetização dos indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e ( $L_1^\#$  e  $L_2^\#$ ), respectivamente e vice-versa.

A Figura 21 apresenta o diagrama de circuito para cada uma das etapas de operação considerando um período de chaveamento. As principais formas de onda do conversor durante um período de comutação são ilustradas na Figura 22.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] (Figura 21(a)): Essa etapa inicia quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução. Todos os indutores são magnetizados através da tensão de entrada  $V_i$ , portanto as suas correntes crescem, dadas por (127), (128), (129) e (130).

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} \quad (127)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} \quad (128)$$

$$i_{L1}^\# = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(t_0)}^\# \quad (129)$$

$$i_{L2}^\# = \frac{V_i}{L_2^\#} t + I_{L2(t_0)}^\# \quad (130)$$

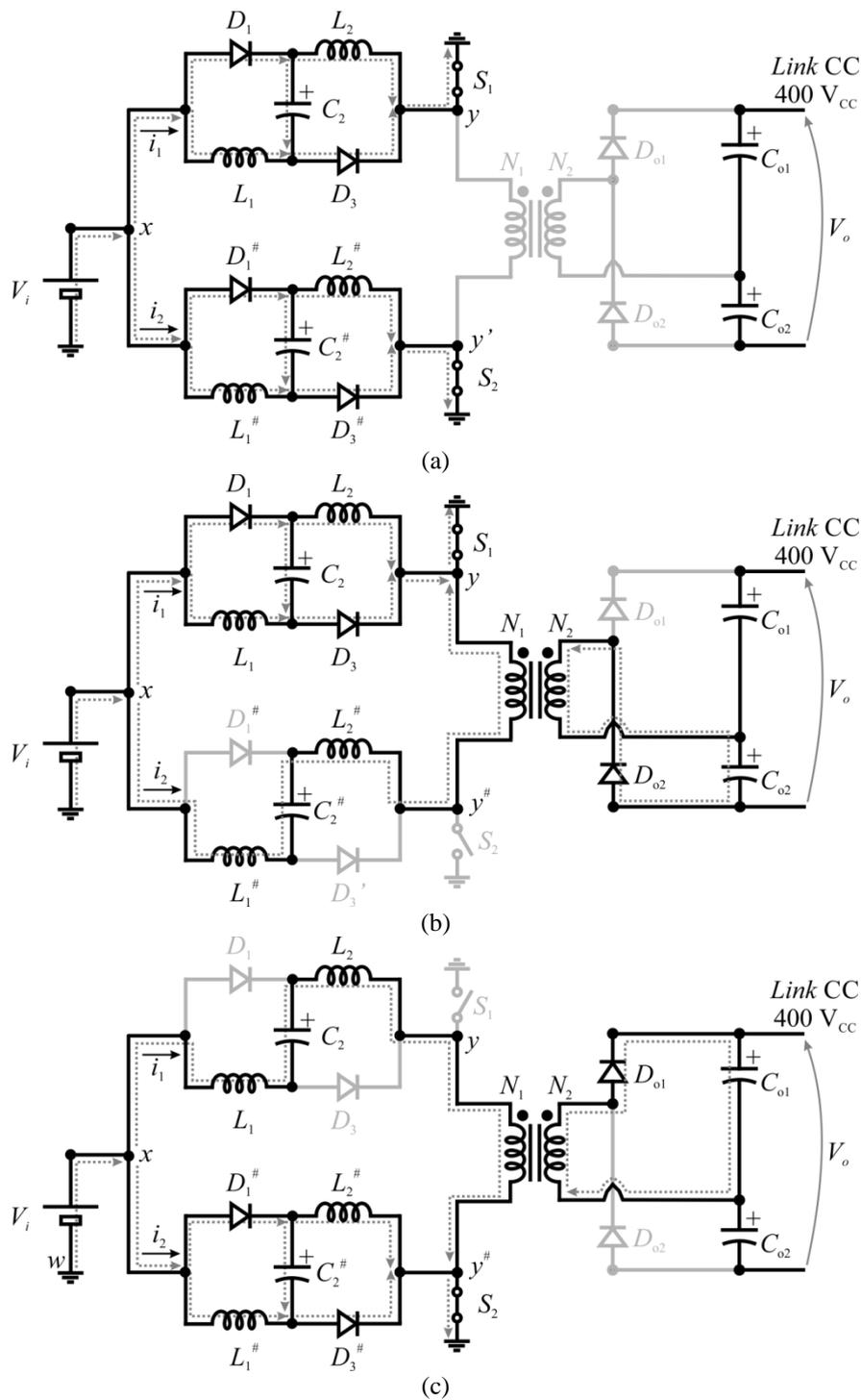
O capacitor  $C_2$  começa a carregar nessa etapa, sendo que a sua corrente é dada por (131). Enquanto que o capacitor  $C_2^\#$  continua carregando, sendo sua corrente definida por (132). Em (MARTINS, 2013) é apresentado detalhadamente como encontrar as correntes das células de *super-lift* e capacitor chaveados.

$$i_{C2} = \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t-t_0}{\text{Req} C2}} \quad (131)$$

$$i_{C2}^\# = \frac{(V_i - V_{C2}^\#)}{\text{Req}} e^{-\frac{t-t_0}{\text{Req} C2^\#}} \quad (132)$$

em que,  $R_{eq}$  é a resistência intrínseca do circuito ( $R_{SE}$  do capacitor,  $R$  dos diodos e  $R_{DS(on)}$  do MOSFET).

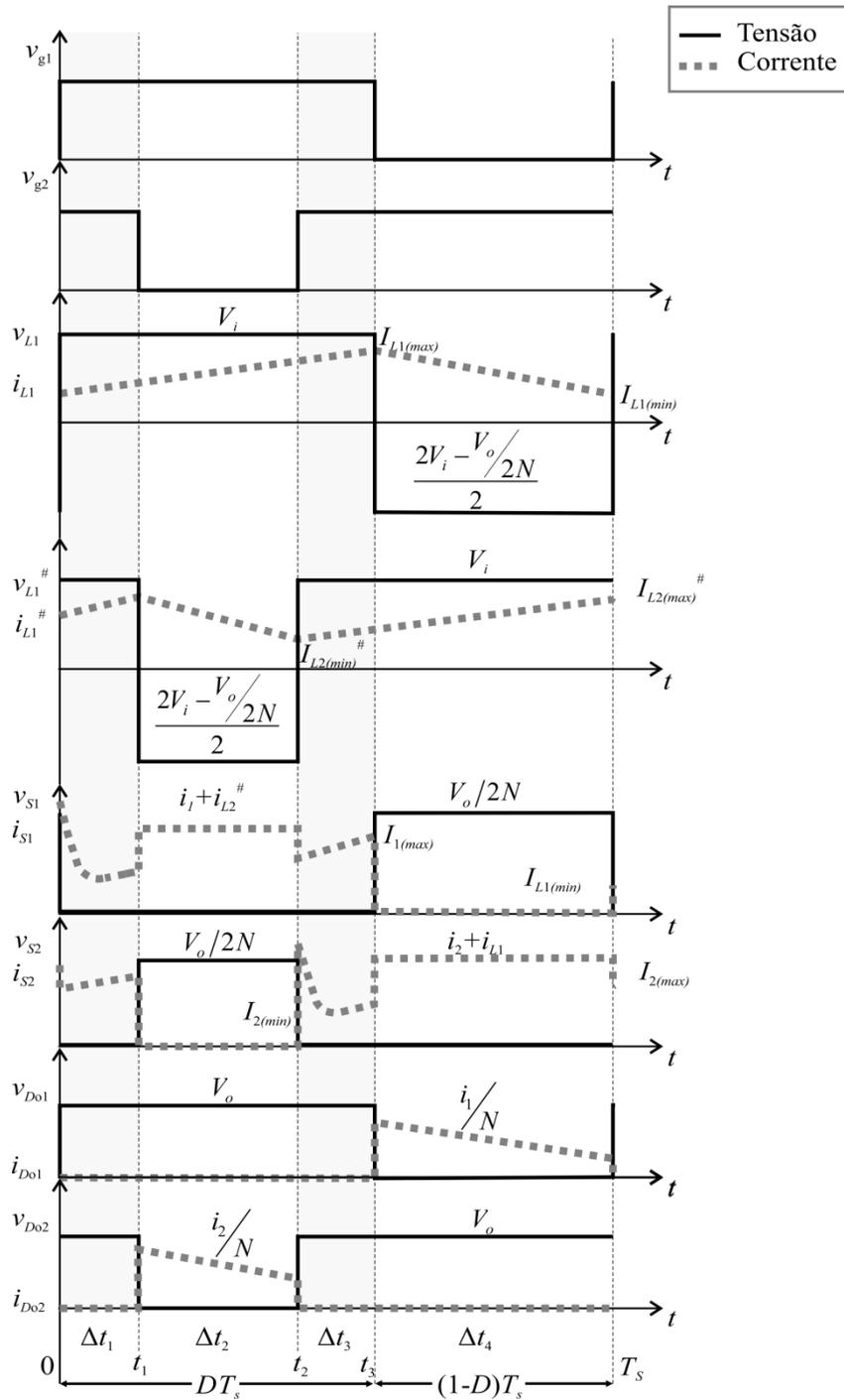
Figura 21 – Etapas de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift*: (a) Primeira e Terceira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa.



As correntes de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (133) e (134), respectivamente.

$$i_1 = i_{L1} + i_{L2} + i_{C2} \quad (133)$$

Figura 22 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift*.



Fonte: Autor

$$i_2 = i_{L1}^{\#} + i_{L2}^{\#} + i_{C2}^{\#} \quad (134)$$

substituindo (127), (128) e (131) em (133), (129), (130) e (132) em (134), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (135) e (136).

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2}} \quad (135)$$

$$i_2 = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t_0)}^{\#} + \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t_0)}^{\#} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2^{\#}}} \quad (136)$$

As correntes nos interruptores ( $i_{S1}$  e  $i_{S2}$ ) são iguais às correntes dos indutores  $i_1$  e  $i_2$ , representados por (137) e (138), respectivamente. Os diodos ( $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_1^{\#}$  e  $D_3^{\#}$ ) estão diretamente polarizados, sendo suas correntes definidas em (139), (140), (141) e (142).

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2}} \quad (137)$$

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t_0)}^{\#} + \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t_0)}^{\#} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2^{\#}}} \quad (138)$$

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2}} \quad (139)$$

$$i_{D3} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2}} \quad (140)$$

$$i_{D1}^{\#} = \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t_0)}^{\#} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2^{\#}}} \quad (141)$$

$$i_{D3}^{\#} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t_0)}^{\#} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req}C2^{\#}}} \quad (142)$$

A tensão no primário do transformador é zero, o que garante a desmagnetização do transformador. Logo, a tensão no secundário do transformador é nula, o que implica que os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o2}$  estão bloqueados, assim, suas correntes são nulas, conforme (143) e (144).

$$i_{D_{o1}} = 0 \quad (143)$$

$$i_{D_{o2}} = 0 \quad (144)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

*Segunda Etapa* [ $t_1 - t_2$ ] (Figura 21(b)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado e o interruptor  $S_1$  permanece em condução. Os indutores  $L_1^{\#}$  e  $L_2^{\#}$  estão desmagnetizando através da diferença da metade da soma da tensão de entrada  $V_i$  com a

tensão do capacitor  $C_2$  pela tensão de saída refletida para o primário  $V_o/2N$ . As correntes dos indutores  $L_1^\#$  e  $L_2^\#$  são dadas por (145) e (146), enquanto que os indutores  $L_1$  e  $L_2$  permanecem magnetizando, conforme (147) e (148).

$$i_{L_1^\#} = \frac{V_i + V_{C_2^\#} - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#} t + I_{L_1(t)^\#} \quad (145)$$

$$i_{L_2^\#} = \frac{V_i + V_{C_2^\#} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#} t + I_{L_2(t)^\#} \quad (146)$$

$$i_{L_1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L_1(t)} \quad (147)$$

$$i_{L_2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L_2(t)} \quad (148)$$

O capacitor  $C_2$  continua carregando, sendo que a sua corrente é dada por (149), enquanto que o capacitor  $C_2^\#$  começa a descarregar. Sua corrente é igual a correntes dos indutores  $i_{L_1}$  e  $i_{L_2}$ , definida por (150).

$$i_{C_2} = \frac{(V_i - V_{C_2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t_2-t_1}{\text{Req}C_2}} \quad (149)$$

$$i_{C_2^\#} = \frac{V_i + V_{C_2^\#} - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#} t + I_{L_1(t)^\#} = \frac{V_i + V_{C_2^\#} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#} t + I_{L_2(t)^\#} \quad (150)$$

A corrente de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (151) e (152), respectivamente.

$$i_1 = i_{L_1} + i_{L_2} + i_{C_2} \quad (151)$$

$$i_2 = i_{L_1^\#} = i_{L_2^\#} \quad (152)$$

substituindo (147), (148) e (149) em (151), (145) e (146) em (152), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (153) e (154).

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L_1(t)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L_2(t)} + \frac{(V_i - V_{C_2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t_2-t_1}{\text{Req}C_2}} \quad (153)$$

$$i_2 = \frac{V_i + V_{C_2^\#} - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#} t + I_{L_1(t)^\#} = \frac{V_i + V_{C_2^\#} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#} t + I_{L_2(t)^\#} \quad (154)$$

A corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual à somas das correntes de entrada cada uma das células  $i_1$  e  $i_2$ , representadas por (155) ou (156). A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, segundo (157).

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t)} + \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t)} + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#}t + I_{L1(t)}^\# + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t2-t1}{\text{Req}C2}} \quad (155)$$

ou

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t)} + \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t)} + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#}t + I_{L2(t)}^\# + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t2-t1}{\text{Req}C2}} \quad (156)$$

$$i_{S2} = 0 \quad (157)$$

Os diodos ( $D_1$  e  $D_3$ ) estão conduzindo nesta etapa, sendo suas correntes definidas em (158) e (159). Por outro lado, os diodos ( $D_1^\#$  e  $D_3^\#$ ) estão bloqueados. As suas correntes são dadas por (160) e (161).

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t2-t1}{\text{Req}C2}} \quad (158)$$

$$i_{D3} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t2-t1}{\text{Req}C2}} \quad (159)$$

$$i_{D1^\#} = 0 \quad (160)$$

$$i_{D3^\#} = 0 \quad (161)$$

Nessa etapa o diodo  $D_{o2}$  entra em condução e o diodo  $D_{o1}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (162) e (164), respectivamente.

$$i_{D_{o2}} = \frac{i_2}{N} \quad (162)$$

substituindo (154) em (162), obtém-se:

$$i_{D_{o2}} = \frac{V_i + V_{C2}^\# - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^\#N}t + \frac{I_{L1(t)}^\#}{N} = \frac{V_i + V_{C2}^\# - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^\#N}t + \frac{I_{L2(t)}^\#}{N} \quad (163)$$

$$i_{D_{o1}} = 0 \quad (164)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é acionado.

*Terceira Etapa* [ $t_2 - t_3$ ] (Figura 21(a)): Essa etapa é idêntica à primeira etapa, isto é, as características de funcionamento são iguais. Somente, o capacitor  $C_2^\#$  começa a carregar nessa

etapa, sendo que a sua corrente é dada por (165). Enquanto que o capacitor  $C_2$  continua carregando, sendo sua corrente definida por (166).

$$i_{C_2} = \frac{(V_i - V_{C_2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t_3 - t_2}{\text{Req} C_2}} \quad (165)$$

$$i_{C_2}^{\#} = \frac{(V_i - V_{C_2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{t_3 - t_2}{\text{Req} C_2^{\#}}} \quad (166)$$

Portanto, não há necessidade de expor novamente o funcionamento dessa etapa. Somente cabe ressaltar que essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

*Quarta Etapa* [ $t_3 - T_s$ ] (Figura 21(d)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  permanece em condução. Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizados através da diferença da metade da soma da tensão de entrada  $V_i$  com a tensão do capacitor  $C_2$  pela tensão de saída refletida para o primário  $V_o/2N$ , sendo as suas correntes dadas por (167) e (168). Por outro lado, os indutores  $L_1^{\#}$  e  $L_2^{\#}$  permanecem magnetizando, representadas por (169) e (170).

$$i_{L_1} = \frac{V_i + V_{C_2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_1} t + I_{L_1(t_3)} \quad (167)$$

$$i_{L_2} = \frac{V_i + V_{C_2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L_2(t_3)} \quad (168)$$

$$i_{L_1}^{\#} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L_1(t_3)}^{\#} \quad (169)$$

$$i_{L_2}^{\#} = \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L_2(t_3)}^{\#} \quad (170)$$

O capacitor  $C_2$  descarrega nessa etapa, sendo que a sua corrente é dada por (171), que é igual à corrente dos indutores  $i_{L_1}$  e  $i_{L_2}$ , enquanto que o capacitor  $C_2^{\#}$  carrega nessa etapa, sendo sua corrente definida por (172).

$$i_{C_2} = \frac{V_i + V_{C_2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_1^{\#}} t + I_{L_1(t_3)} = \frac{V_i + V_{C_2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L_2(t_3)} \quad (171)$$

$$i_{C_2}^{\#} = \frac{(V_i - V_{C_2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{T_s - t_3}{\text{Req} C_2^{\#}}} \quad (172)$$

A corrente de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (173) e (174), respectivamente.

$$i_1 = i_{L1} = i_{L2} \quad (173)$$

$$i_2 = i_{L1}^{\#} + i_{L2}^{\#} + i_{C2}^{\#} \quad (174)$$

substituindo (167) e (168) em (173), (169), (170) e (172) em (174), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (175) e (176).

$$i_1 = \frac{V_i + V_{C2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_1} t + I_{L1(t3)} = \frac{V_i + V_{C2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L2(t3)} \quad (175)$$

$$i_2 = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t3)}^{\#} + \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t3)}^{\#} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{T_s - t3}{\text{Req} C2^{\#}}} \quad (176)$$

A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual às somas das correntes de entrada de cada uma das células  $i_1$  e  $i_2$ , representadas por (177) ou (178). A corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, segundo (179).

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t3)}^{\#} + \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t3)}^{\#} + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1} t + I_{L1(t3)} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{T_s - t3}{\text{Req} C2^{\#}}} \quad (177)$$

ou

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t3)}^{\#} + \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t3)}^{\#} + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_2} t + I_{L2(t3)} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{T_s - t3}{\text{Req} C2^{\#}}} \quad (178)$$

$$i_{S1} = 0 \quad (179)$$

Os diodos ( $D_1$  e  $D_3$ ) estão bloqueados nesta etapa, sendo suas correntes definidas em (180) e (181). Por outro lado, os diodos ( $D_1^{\#}$  e  $D_3^{\#}$ ) estão conduzindo. As suas correntes são dadas por (182) e (183).

$$i_{D1} = 0 \quad (180)$$

$$i_{D3} = 0 \quad (181)$$

$$i_{D1}^{\#} = \frac{V_i}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t3)}^{\#} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{T_s - t3}{\text{Req} C2^{\#}}} \quad (182)$$

$$i_{D3}^{\#} = \frac{V_i}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t3)}^{\#} + \frac{(V_i - V_{C2}^{\#})}{\text{Req}} e^{-\frac{T_s - t3}{\text{Req} C2^{\#}}} \quad (183)$$

Nessa etapa o diodo  $D_{o1}$  entra em condução e o diodo  $D_{o2}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (184) e (186), respectivamente.

$$i_{Do1} = \frac{i_1}{N} \quad (184)$$

substituindo (175) em (184), obtêm-se:

$$i_{Do1} = \frac{V_i + V_{C2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_1N} t + \frac{I_{L1(t3)}}{N} = \frac{V_i + V_{C2} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2N} t + \frac{I_{L2(t3)}}{N} \quad (185)$$

$$i_{D2} = 0 \quad (186)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é acionado. Desta forma se completa um período de chaveamento do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift*.

### 4.2.3 Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*

A primeira e terceira etapas são as etapas de magnetização dos indutores. Essas duas etapas são idênticas, enquanto que, a segunda e quarta são as etapas de magnetização e desmagnetização dos indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e ( $L_1^\#$  e  $L_2^\#$ ), respectivamente e vice-versa.

A Figura 23 apresenta o diagrama de circuito para cada uma das etapas de operação considerando um período de chaveamento. As principais formas de onda do conversor durante um período de comutação são ilustradas na Figura 24.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] (Figura 23(a)): Essa etapa inicia quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução. Todos os indutores são magnetizados, portanto as suas correntes crescem, dadas por (187), (188), (189) e (190).

$$i_{L_1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L_1(t_0)} \quad (187)$$

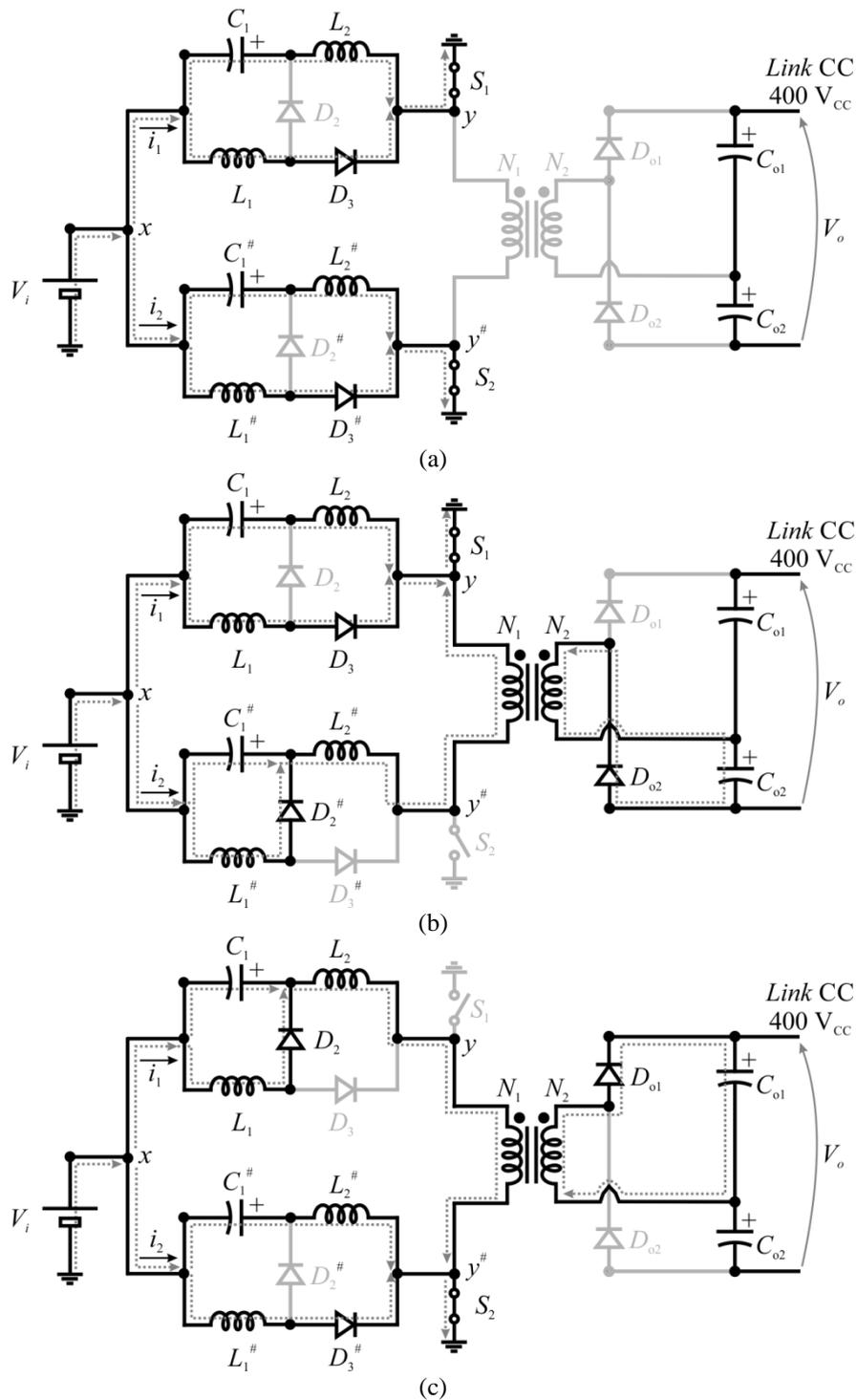
$$i_{L_2} = \frac{V_i + V_{C1}}{L_2} t + I_{L_2(t_0)} \quad (188)$$

$$i_{L_1^\#} = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L_1^\#(t_0)} \quad (189)$$

$$i_{L_2^\#} = \frac{V_i + V_{C1}}{L_2^\#} t + I_{L_2^\#(t_0)} \quad (190)$$

As correntes de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (191) e (192), respectivamente.

Figura 23 – Etapa de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*: (a) Primeira e Terceira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa.

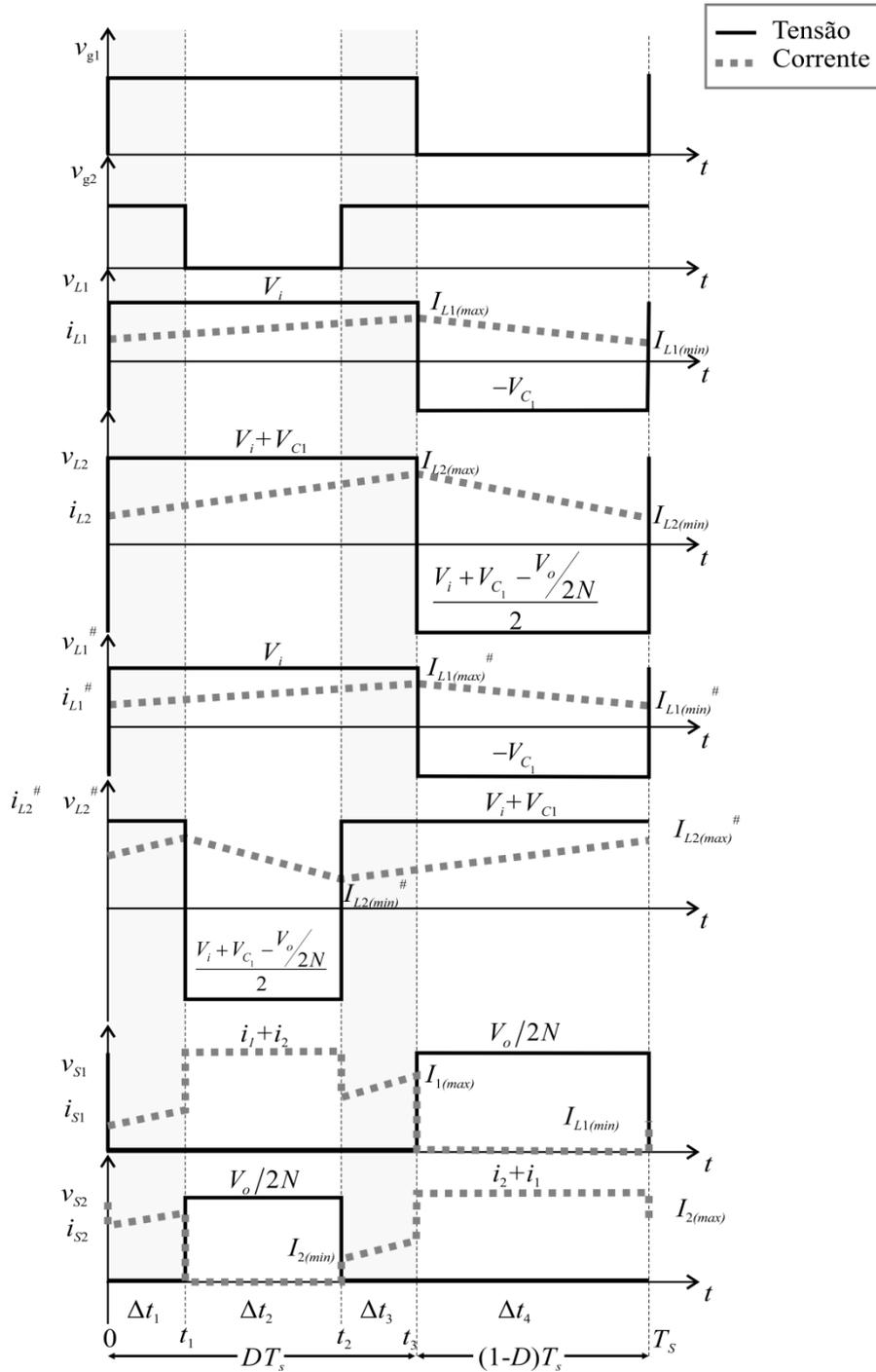


$$i_1 = i_{L1} + i_{L2} \tag{191}$$

$$i_2 = i_{L1}^\# + i_{L2}^\# \tag{192}$$

substituindo (187) e (188) em (191), (189) e (190) em (192), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são

Figura 24 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*.



Fonte: Autor

encontradas conforme (193) e (194).

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(to)} + \frac{V_i + V_{C1}}{L_2} t + I_{L2(to)} \quad (193)$$

$$i_2 = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(to)}^\# + \frac{V_i + V_{C1}^\#}{L_2^\#} t + I_{L2(to)}^\# \quad (194)$$

As correntes nos interruptores ( $i_{S1}$  e  $i_{S2}$ ) são iguais às correntes dos indutores  $i_1$  e  $i_2$ , representados por (195) e (196), respectivamente. Os diodos ( $D_3$  e  $D_3^\#$ ) estão diretamente polarizados, sendo suas correntes definidas em (197) e (198). Por outro lado, os diodos ( $D_2$  e  $D_2^\#$ ) estão reversamente polarizados, conseqüentemente suas correntes são nulas, dadas por (199) e (200).

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(to)} + \frac{V_i + V_{C1}}{L_2} t + I_{L2(to)} \quad (195)$$

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(to)}^\# + \frac{V_i + V_{C1}^\#}{L_2^\#} t + I_{L2(to)}^\# \quad (196)$$

$$i_{D3} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(to)} \quad (197)$$

$$i_{D3}^\# = \frac{V_i}{L_1^\#} t + I_{L1(to)}^\# \quad (198)$$

$$i_{D2} = 0 \quad (199)$$

$$i_{D2}^\# = 0 \quad (200)$$

A tensão do primário no transformador é zero, o que garante a desmagnetização do transformador. Logo, a tensão no secundário do transformador é nula, o que implica que os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o2}$  estão bloqueados, assim, suas correntes são nulas, conforme (201) e (202).

$$i_{D_{o1}} = 0 \quad (201)$$

$$i_{D_{o2}} = 0 \quad (202)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

*Segunda Etapa* [ $t_1 - t_2$ ] (Figura 23(b)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado e o interruptor  $S_1$  permanece em condução. Os indutores  $L_1^\#$  e  $L_2^\#$  estão desmagnetizando nessa etapa. A corrente dos indutores  $L_1^\#$  e  $L_2^\#$  são dadas por (203) e (204). Enquanto que os indutores  $L_1$  e  $L_2$  permanecem magnetizando, conforme (205) e (206).

$$i_{L1}^\# = \frac{-V_{C1}}{L_1^\#} t + I_{L1(t1)}^\# \quad (203)$$

$$i_{L2}^{\#} = \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t)}^{\#} \quad (204)$$

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t)} \quad (205)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i + V_{C1}}{L_2} t + I_{L2(t)} \quad (206)$$

A corrente de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (207) e (208), respectivamente.

$$i_1 = i_{L1} + i_{L2} \quad (207)$$

$$i_2 = i_{L1}^{\#} + i_{L2}^{\#} \quad (208)$$

substituindo (205) e (206) em (207), (203) e (204) em (208), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (209) e (210).

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t)} \quad (209)$$

$$i_2 = \frac{-V_{C1}}{L_1^{\#}} t + I_{L1(t)}^{\#} + \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{L_2^{\#}} t + I_{L2(t)}^{\#} \quad (210)$$

A corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual à soma das correntes de entrada de cada uma das células  $i_1$  e  $i_2$ , representada por (211). A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, conforme (212).

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t)} + \frac{V_i + V_{C1}}{L_2} t + I_{L2(t)} + \frac{-V_{C1}}{2L_1^{\#}} t + I_{L1(t)}^{\#} + \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^{\#}} t + I_{L2(t)}^{\#} \quad (211)$$

$$i_{S2} = 0 \quad (212)$$

Os diodos ( $D_3$  e  $D_2^{\#}$ ) estão conduzindo nesta etapa, sendo suas correntes definidas em (213) e (214). Por outro lado, os diodos ( $D_3^{\#}$  e  $D_2$ ) estão bloqueados. As suas correntes são dadas por (215) e (216).

$$i_{D3} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t)} \quad (213)$$

$$i_{D2}^{\#} = i_2 = \frac{-V_{C1}}{2L_1^{\#}} t + I_{L1(t)}^{\#} + \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^{\#}} t + I_{L2(t)}^{\#} \quad (214)$$

$$i_{D3}^{\#} = 0 \quad (215)$$

$$i_{D2} = 0 \quad (216)$$

Nessa etapa o diodo  $D_{o2}$  entra em condução e o diodo  $D_{o1}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (217) e (219), respectivamente.

$$i_{D_{o2}} = \frac{i_2}{N} \quad (217)$$

substituindo (210) em (217), obtêm-se:

$$i_{D_{o2}} = \frac{-V_{C1}}{2L_1^{\#}N}t + \frac{I_{L1(t1)}^{\#}}{N} + \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2^{\#}N}t + \frac{I_{L2(t1)}^{\#}}{N} \quad (218)$$

$$i_{D_{o1}} = 0 \quad (219)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é acionado.

*Terceira Etapa* [ $t_2 - t_3$ ] (Figura 23(a)): Essa etapa é idêntica à primeira etapa, isto é, as características de funcionamento são iguais. Portanto, não há necessidade de expor novamente o funcionamento dessa etapa. Somente cabe ressaltar que essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

*Quarta Etapa* [ $t_3 - T_s$ ] (Figura 23(d)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  permanece em condução. Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizados nessa etapa, sendo as suas correntes dadas por (220) e (221). Por outro lado, os indutores  $L_1^{\#}$  e  $L_2^{\#}$  permanecem magnetizando, representados por (222) e (223).

$$i_{L1} = \frac{-V_{C1}}{L_1}t + I_{L1(t3)} \quad (220)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{L_2}t + I_{L2(t3)} \quad (221)$$

$$i_{L1}^{\#} = \frac{V_i}{L_1^{\#}}t + I_{L1(t3)}^{\#} \quad (222)$$

$$i_{L2}^{\#} = \frac{V_i + V_{C1}}{L_2^{\#}}t + I_{L2(t1)}^{\#} \quad (223)$$

A corrente de entrada de cada uma das células ( $i_1$  e  $i_2$ ) são dadas por (224) e (225), respectivamente.

$$i_1 = i_{L1} + i_{L2} \quad (224)$$

$$i_2 = i_{L1}^{\#} + i_{L2}^{\#} \quad (225)$$

substituindo (220) e (221) em (224), (222) e (223) em (225), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são encontradas conforme (226) e (227).

$$i_1 = \frac{-V_{C1}}{L_1}t + I_{L1(t3)} + \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{L_2}t + I_{L2(t3)} \quad (226)$$

$$i_2 = \frac{V_i}{L_1^\#}t + I_{L1(t3)}^\# + \frac{V_i + V_{C1}}{L_2^\#}t + I_{L2(t3)}^\# \quad (227)$$

A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual à soma das correntes de entrada de cada uma das células  $i_1$  e  $i_2$ , representada por (228). A corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, segundo (229).

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_1^\#}t + I_{L1(t3)}^\# + \frac{V_i}{L_2^\#}t + I_{L2(t3)}^\# + \frac{V_i - \frac{V_o}{2N}}{2L_1}t + I_{L1(t3)} \quad (228)$$

$$i_{S1} = 0 \quad (229)$$

Os diodos ( $D_3$  e  $D_2^\#$ ) estão bloqueados nesta etapa, sendo suas correntes definidas em (230) e (231). Por outro lado, os diodos ( $D_3^\#$  e  $D_2$ ) estão conduzindo. As suas correntes são dadas por (232) e (233).

$$i_{D3} = 0 \quad (230)$$

$$i_{D2^\#} = 0 \quad (231)$$

$$i_{D3^\#} = \frac{V_i}{L_1^\#}t + I_{L1(t3)}^\# \quad (232)$$

$$i_{D2} = i_1 = \frac{-V_{C1}}{2L_1}t + I_{L1(t3)} + \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{2L_2}t + I_{L2(t3)} \quad (233)$$

Nessa etapa o diodo  $D_{o1}$  entra em condução e o diodo  $D_{o2}$  permanece bloqueado, sendo suas correntes dadas por (234) e (236), respectivamente.

$$i_{D_{o1}} = \frac{i_1}{N} \quad (234)$$

substituindo (226) em (234), obtém-se:

$$i_{D_{o1}} = \frac{-V_{C1}}{L_1 N}t + \frac{I_{L1(t3)}}{N} = \frac{V_i + V_{C1} - \frac{V_o}{2N}}{L_2 N}t + \frac{I_{L2(t3)}}{N} \quad (235)$$

$$i_{D_{o2}} = 0 \quad (236)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é acionado. Desta forma se completa um período de chaveamento do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reducing redundant power processing*.

#### 4.2.4 Conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão

O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, a primeira e terceira etapas são as etapas de magnetização dos indutores. Essas duas etapas são idênticas, enquanto que, a segunda e quarta são as etapas de magnetização e desmagnetização dos indutores ( $L_1$ ) e ( $L_2$ ), respectivamente e vice-versa.

A Figura 25 apresenta o diagrama de circuito para cada uma das etapas de operação considerando um período de chaveamento. As principais formas de onda do conversor durante um período de comutação são ilustradas na Figura 26.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] (Figura 25(a)): Essa etapa inicia quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução. Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são magnetizados através da tensão de entrada  $V_i$ , portanto as suas correntes crescem, dadas por (237) e (238), respectivamente. As correntes nos interruptores ( $i_{S1}$  e  $i_{S2}$ ) são iguais às correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representados por (239) e (240), respectivamente. A tensão do primário no transformador é zero, o que garante a desmagnetização do transformador. Logo, a tensão no secundário do transformador é nula, o que implica que os diodos  $D_{o1}$ ,  $D_{o2}$ ,  $D_{o3}$  e  $D_{o4}$  estão bloqueados.

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t_0)} \quad (237)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t_0)} \quad (238)$$

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t_0)} \quad (239)$$

$$i_{S2} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t_0)} \quad (240)$$

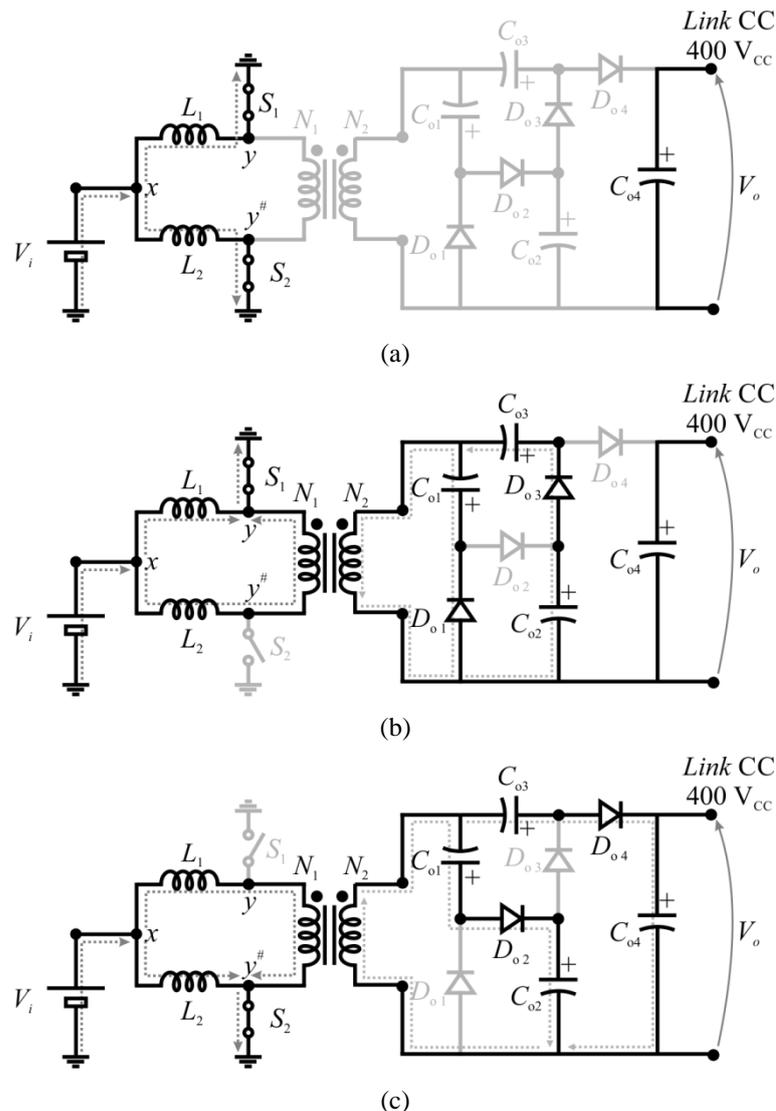
Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

*Segunda Etapa* [ $t_1 - t_2$ ] (Figura 25(b)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado e o interruptor  $S_1$  permanece em condução. O indutor  $L_2$  é desmagnetizado através da diferença da tensão de entrada  $V_i$  pela tensão de saída refletida para o primário  $V_o/4N$ . A

corrente do indutor  $L_2$  é dada por (241), enquanto que o indutor  $L_1$  permanece magnetizando (equação (242)). A corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual à soma das correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representado por (243). A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado, segundo (245). Nessa etapa os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o3}$  entram em condução e os diodos  $D_{o2}$  e  $D_{o4}$  permanecem bloqueados, sendo suas correntes dadas por (246), (247), (250) e (251), respectivamente.

$$i_{L2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{L_2} t + I_{L2(t)} \quad (241)$$

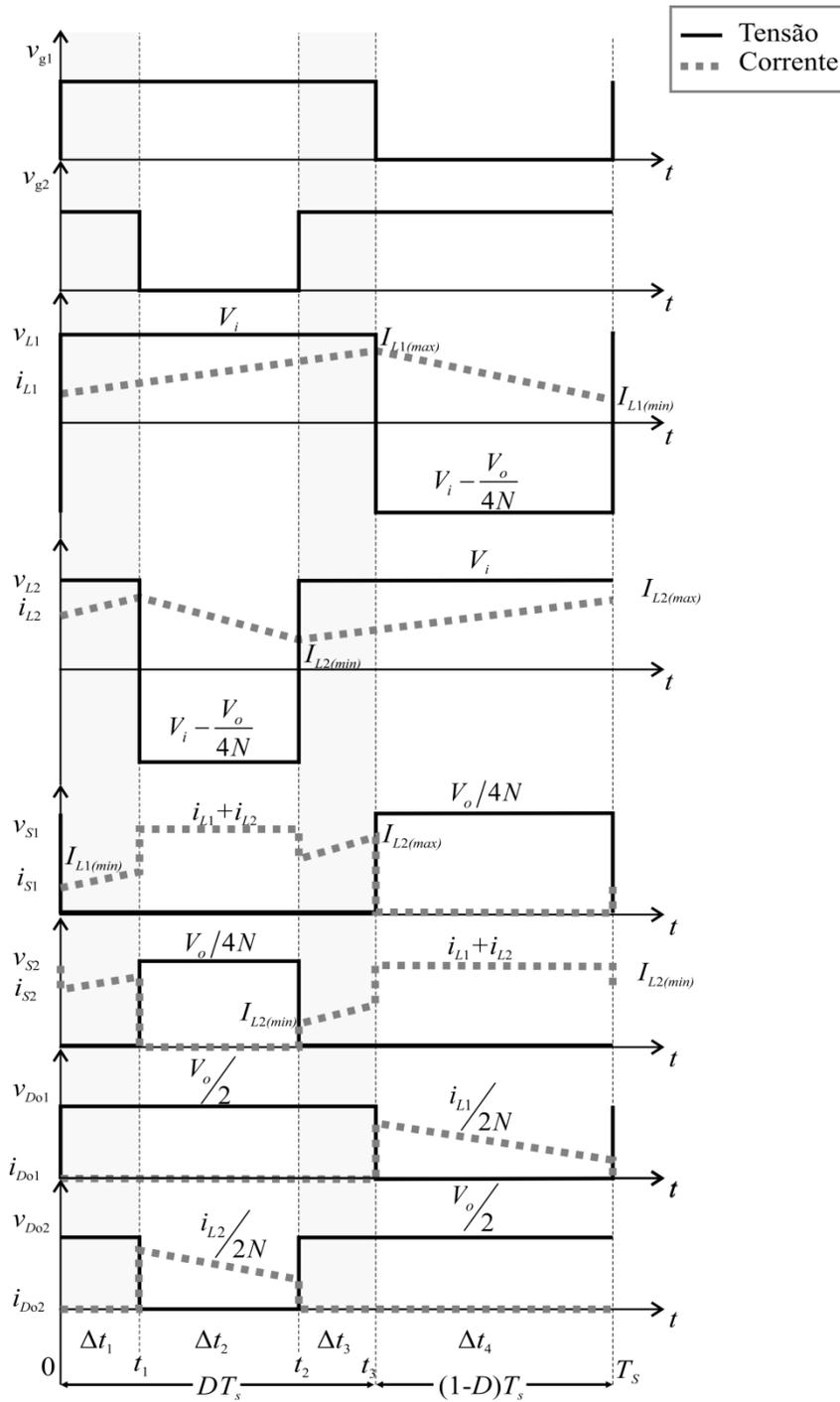
Figura 25 – Etapa de operação do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão: (a) Primeira e Terceira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Quarta Etapa.



$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t)} \quad (242)$$

$$i_{S1} = i_{L1} + i_{L2} \quad (243)$$

Figura 26 – Principais formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão



substituindo (241) e (242) em (243) obtêm-se:

$$i_{S1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t1)} + \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{L_2}t + I_{L2(t1)} \quad (244)$$

$$i_{S2} = 0 \quad (245)$$

$$i_{D_{o1}} = \frac{i_{L2}}{2N} \quad (246)$$

$$i_{D_{o3}} = \frac{i_{L2}}{N} \quad (247)$$

substituindo (241) em (246) e (247), obtêm-se:

$$i_{D_{o1}} = \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{2NL_2}t + \frac{I_{L2(t1)}}{2N} \quad (248)$$

$$i_{D_{o3}} = \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{2NL_2}t + \frac{I_{L2(t1)}}{2N} \quad (249)$$

$$i_{D_{o2}} = 0 \quad (250)$$

$$i_{D_{o4}} = 0 \quad (251)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é acionado.

*Terceira Etapa* [ $t_2 - t_3$ ] (Figura 25(c)): Essa etapa é idêntica à primeira etapa, isto é, as características de funcionamento são iguais. Portanto, não há necessidade de expor novamente o funcionamento dessa etapa. Somente cabe ressaltar que essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

*Quarta Etapa* [ $t_3 - T_s$ ] (Figura 25(d)): Essa etapa inicia quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  permanece em condução. O indutor  $L_1$  é desmagnetizado através da diferença da tensão de entrada  $V_i$  pela tensão de saída refletida para o primário  $\frac{V_o}{4N}$ , sendo a sua corrente dada por (252), enquanto que o indutor  $L_2$  permanece magnetizando, representada por (253). A corrente no interruptor  $i_{S2}$  é igual à soma das correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representada pela equação (254). Enquanto que a corrente no interruptor  $i_{S1}$  é igual a zero, conforme (256). Nessa etapa os diodos  $D_{o2}$  e  $D_{o4}$  entram em condução e os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o3}$  permanecem bloqueados, sendo suas correntes dadas por (257), (258), (261) e (262), respectivamente.

$$i_{L1} = \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{L_1} t + I_{L1(t1)} \quad (252)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t2)} \quad (253)$$

$$i_{S2} = i_{L1} + i_{L2} \quad (254)$$

substituindo (252) e (253) em (254) obtêm-se:

$$i_{S2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{L_1} t + I_{L1(t1)} + \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t2)} \quad (255)$$

$$i_{S1} = 0 \quad (256)$$

$$i_{Do2} = \frac{i_{L1}}{2N} \quad (257)$$

$$i_{Do4} = \frac{i_{L1}}{2N} \quad (258)$$

substituindo (252) em (257) e (258) obtêm-se:

$$i_{D2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{2NL_1} t + \frac{I_{L1(t3)}}{2N} \quad (259)$$

$$i_{D2} = \frac{V_i - \frac{V_o}{4N}}{2NL_1} t + \frac{I_{L1(t3)}}{2N} \quad (260)$$

$$i_{D1} = 0 \quad (261)$$

$$i_{D3} = 0 \quad (262)$$

Essa etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é acionado. Desta forma se completa um período de chaveamento do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

### 4.3 GANHO ESTÁTICO DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Nas seções 2.2.1 e 2.2.2, foram apresentados o ganho do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente e o fator do ganho de tensão de cada técnica de circuito elevadora de tensão. A partir das análises feitas anteriormente, o ganho estático ( $M$ ) dos conversores propostos podem ser reescritos, conforme é apresentado na Tabela 6.

Para avaliar a Tabela 6, a Figura 27 foi gerada. A Figura 27(a) apresenta o comportamento do ganho estático dos conversores propostos variando a razão cíclica ( $D$ ), utilizando uma relação de transformação do transformador ( $N = 1$ ). Observa-se que quanto maior é a razão cíclica ( $D$ ) maior é o ganho estático ( $M$ ) dos conversores. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* apresenta maior ganho estático. O que implica que para alcançar um mesmo ganho, esse conversor possuirá uma relação de transformação ( $N$ ) ou razão cíclica menor. Nesse sentido, considerando um ganho estático  $M = 13,33$ , a Figura 27(b) foi gerada. Como pode ser visto, para esse ganho estático, com a razão cíclica mínima ( $D = 0,5$ ), a maior relação de transformação é 3,33 para o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Por outro lado, a menor relação de transformação ( $N$ ) com a razão cíclica mínima ( $D = 0,5$ ) é dos conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de capacitor chaveado e *super-lift*, com célula de *reduced redundant power processing* e com célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão ( $N = 1,663$ ). À medida que a razão cíclica aumenta, a relação de transformação ( $N$ ) do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* apresenta menores valores.

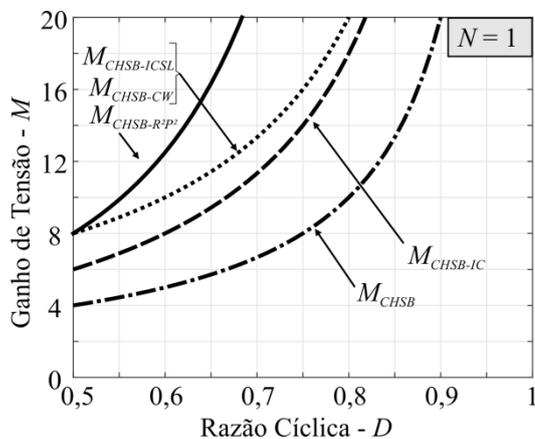
Como apresentado no capítulo anterior, o objetivo é operar com a menor razão cíclica ( $D = 0,51$ ) nos conversores propostos, a Figura 27(b) demonstra a relação de transformação que cada conversor necessita para alcançar o ganho ( $M = 13,33$ ).

Tabela 6 – Ganho de Tensão dos Conversores Elevadores de Tensão

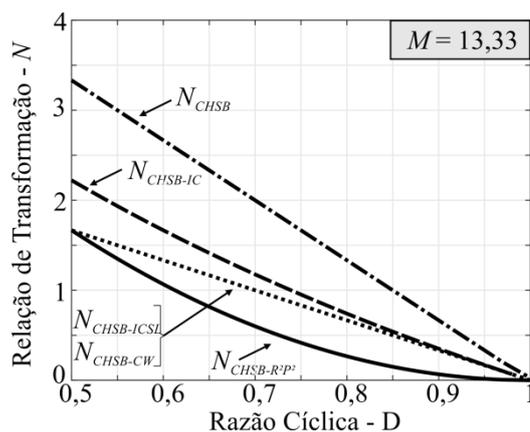
Conversor	Ganho de Tensão $M = \frac{V_o}{V_i}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$M_{CHSB} = \frac{2N}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$M_{CHSB-IC} = \frac{2N(1+D)}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$M_{CHSB-ICSL} = \frac{4N}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$M_{CHSB-R^2P^2} = \frac{2N}{(1-D)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$M_{CHSB-CW} = \frac{4N}{1-D}$

Fonte: Autor

Figura 27 – Comportamento do: (a) Ganho estático ( $M$ ) dos conversores propostos vs razão cíclica ( $D$ ), considerando a relação de transformação  $N = 1$ . (b) Relação de Transformação ( $N$ ) dos conversores proposto vs razão cíclica ( $D$ ), considerando um ganho estático  $M = 13,33$ .



(a)



(b)

Fonte: Autor

#### 4.4 ESFORÇOS DE TENSÃO NOS SEMICONDUTORES DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Assim como foi dito no Capítulo 3, os esforços de tensão nos semicondutores auxiliam na escolha certa desses componentes a serem utilizados nos protótipos. Inicialmente, os esforços de tensão nos interruptores dos conversores são apresentados e posteriormente os esforços de tensão nos diodos.

Para os interruptores dos conversores, as equações dos esforços de tensão nesses componentes estão dadas na Tabela 7. Cabe salientar que os interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ) dos

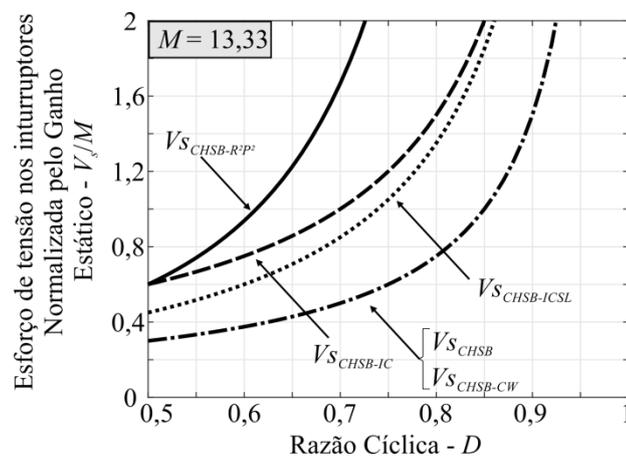
Tabela 7 – Esforços de Tensão dos Interruptores dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de Tensão nos Interruptores ( $S_1$ e $S_2$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$\frac{V_{S_{CHSB}}}{V_i} = \frac{1}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$\frac{V_{S_{CHSB-IC}}}{V_i} = \frac{(1+D)}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$\frac{V_{S_{CHSB-ICSL}}}{V_i} = \frac{2}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$\frac{V_{S_{CHSB-R^2P^2}}}{V_i} = \frac{1}{(1-D)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$\frac{V_{S_{CHSB-CW}}}{V_i} = \frac{1}{1-D}$

Fonte: Autor

conversores apresentam valores iguais, assim não há necessidade de apresentar uma equação para cada interruptor. Como pode ser visto na Tabela 7, a tensão nos interruptores não depende da relação de transformação ( $N$ ), o que implica que a razão cíclica é o principal fator que contribui no incremento ou decremento desse esforço. Para avaliar os esforços de tensão nos interruptores considerando que todos os conversores estão operando com o mesmo ganho, a Figura 28 apresenta o resultado da tensão nos interruptores normalizada pelo ganho ( $V_s/M$ ). Conforme apresentado na Figura 28, a razão cíclica varia de 0,5 até 1 que é a faixa de

Figura 28 – Esforço de Tensão nos Interruptores Normalizada pelo Ganho Estático.



Fonte: Autor

operação dos conversores e o valor da relação de transformação do transformador é dado na Figura 27(b) para que essas conversões alcancem o ganho  $M = 13,33$ . De acordo com a Figura 28, os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresentam menores esforços de tensão. Isto implica que no momento de projetar esses conversores, os MOSFETs utilizados irão suportar menores níveis de tensão, conseqüentemente, o  $R_{DS(on)}$  desses MOSFETs será menor que o dos outros conversores. Essa característica permite afirmar que as perdas nesses interruptores serão menores. Por outro lado, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* apresenta maiores esforços de tensão nos interruptores.

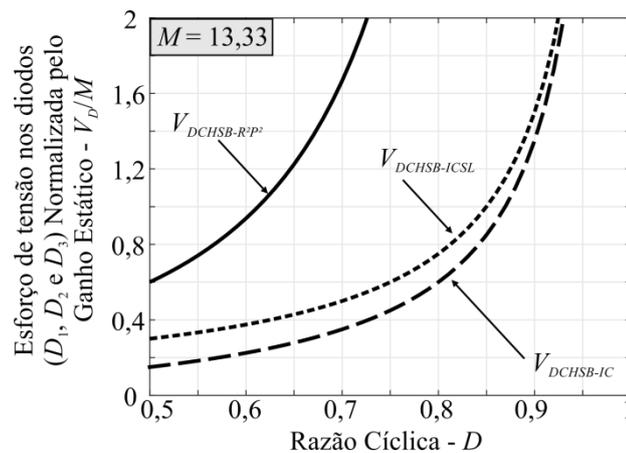
Em relação aos diodos da seção de entrada ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$ ), as equações dos esforços de tensão nesses componentes estão dadas na Tabela 8. Cabe salientar que os diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  são idênticos aos diodos  $D_1^\#$ ,  $D_2^\#$  e  $D_3^\#$ , logo os seus valores tensão são iguais. Assim como nos interruptores, a tensão nos diodos não depende (diretamente) da relação de transformação ( $N$ ), de acordo com a Tabela 8. O que implica que a razão cíclica é o principal fator que contribui no incremento ou decremento desses esforços. Para avaliar os esforços de tensão nos diodos considerando que todos os conversores estão operando com o mesmo ganho, a Figura 29 apresenta o resultado da tensão nos diodos normalizada pelo ganho ( $V_D/M$ ). Conforme é apresentado na Figura 29, a razão cíclica varia de 0,5 até 1 que é a faixa de operação dos conversores e o valor da relação de transformação do transformador é dado na Figura 27(b) para que essas conversões alcancem o ganho  $M = 13,33$ . De acordo com a Figura 29, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado apresenta menores esforços de tensão. Isto implica que no momento de projetar esses conversores, os diodos utilizados irão suportar menores níveis de tensão, conseqüentemente, o  $v_F$  desses diodos será menor que o dos outros conversores. Essa característica permite afirmar que as perdas nesses diodos serão menores. Por outro lado, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* apresenta maiores esforços de tensão nos diodos. Além disso, deve ser lembrado que os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão não apresentam diodos na seção de entrada, o que implica que não apresentam perdas em relação à diodos nessa seção do conversor.

Tabela 8 – Esforço de Tensão dos diodos da seção de entrada dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de Tensão nos Diodos ( $D_1, D_2, D_3, D_1^\#, D_2^\#$ e $D_3^\#$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	---
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$\frac{V_{DCHSB-IC}}{V_i} = \frac{D}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$\frac{V_{DCHSB-ICSL}}{V_i} = \frac{1}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$\frac{V_{DCHSB-R^2P^2}}{V_i} = \frac{1}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	---

Fonte: Autor

Figura 29 – Esforço de Tensão nos diodos ( $D_1, D_2, D_3, D_1^\#, D_2^\#$  e  $D_3^\#$ ) Normalizada pelo Ganho Estático.



Fonte: Autor

Por fim, em relação aos diodos da seção de saída ( $D_{01}, D_{02}, D_{03}$  e  $D_{04}$ ), as equações dos esforços de tensão nesses componentes estão apresentadas na Tabela 9. Para avaliar os esforços de tensão nos diodos considerando que todos os conversores estão operando com o mesmo ganho, a Figura 30 apresenta o resultado da tensão nos diodos normalizada pelo ganho ( $V_D/M$ ). Conforme é apresentada na Figura 30, a razão cíclica varia de 0,5 até 1 que é a faixa de operação dos conversores e o valor da relação de transformação do transformador é dado na Figura 27(b) para que esses conversores alcancem o ganho  $M = 13,33$ .

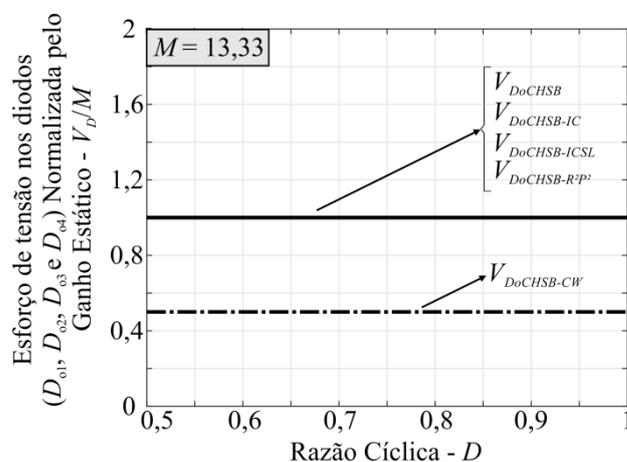
De acordo com a Figura 30, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresenta menores esforços de tensão, sendo esse esforço a metade da tensão de saída para toda região de operação do conversor. Isto implica que no momento de projetar esses conversores, os diodos utilizados irão suportar menores níveis de tensão, conseqüentemente, a queda de tensão direta do diodo ( $v_F$ ) desses diodos será menor que o dos outros conversores. Essa característica permite que afirmar que as perdas nesses diodos serão menores. Por outro lado, para os outros conversores elevadores de tensão, o esforço de tensão nos diodos é sempre

Tabela 9 – Esforço de Tensão dos diodos da seção de saída dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de Tensão nos Diodos ( $D_{01}$ , $D_{02}$ , $D_{03}$ e $D_{04}$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$\frac{V_{DCHSB}}{V_i} = \frac{2N}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$\frac{V_{DCHSB-IC}}{V_i} = \frac{2N(1+D)}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$\frac{V_{DCHSB-ICSL}}{V_i} = \frac{4N}{1-D}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$\frac{V_{DCHSB-R^2P^2}}{V_i} = \frac{2N}{(1-D)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$\frac{V_{DCHSB-CW}}{V_i} = \frac{N}{1-D}$

Fonte: Autor

Figura 30 – Esforço de Tensão nos diodos ( $D_{01}$ ,  $D_{02}$ ,  $D_{03}$  e  $D_{04}$ ) Normalizada pelo Ganho Estático.



Fonte: Autor

igual à tensão da saída para toda faixa de operação.

#### 4.5 ESFORÇO DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Os esforços de corrente nos semicondutores auxiliam na escolha certa dos componentes a serem utilizados nos protótipos e na estimativa de perdas. Desta forma, inicialmente, os esforços de correntes nos interruptores dos conversores são apresentados e posteriormente os esforços de correntes nos diodos. Para encontrar as equações dos esforços de corrente foram utilizadas as formas de ondas teóricas dos conversores e as metodologias apresentadas em (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2003) e (MARTINS, 2013).

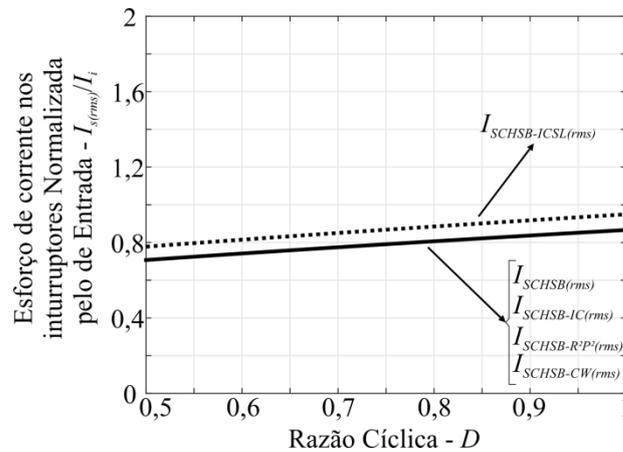
Para os interruptores dos conversores, as equações dos esforços de corrente nesses componentes estão dadas na Tabela 10. Como pode ser visto na Tabela 10, a corrente nos interruptores não depende (diretamente) da relação de transformação ( $N$ ). O que implica que a razão cíclica é o principal fator que contribui no incremento ou decremento desse esforço. Para avaliar os esforços de corrente nos interruptores considerasse que todos os conversores estão operando com a mesma corrente de entrada ( $I_i$ ). A Figura 31 apresenta o resultado do esforço de corrente nos interruptores normalizada pela corrente de entrada ( $I_{S(rms)}/I_i$ ). De acordo com a Figura 31, os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* apresentam maiores esforços de corrente. Isso devido ao pico de corrente que é gerado no início da carga dos capacitores ( $C_2$  e  $C_2^\#$ ). Por outro lado, todos os outros conversores apresentam o mesmo

Tabela 10 – Esforço de corrente dos Interruptores dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente nos Interruptores ( $S_1$ e $S_2$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$I_{CHSB(rms)} = \sqrt{(D - \Delta t)} I_i$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$I_{CHSB-IC(rms)} = \sqrt{(D - \Delta t)} I_i$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{CHSB-ICSL(rms)} = \sqrt{(D - \Delta t)} I_i + \sqrt{\frac{(V_i - V_{C_2^\#})^2}{2 \text{Req}}} e^{-\frac{T_s - t_3}{\text{Req} C_2^\#}}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{d(rms)} = \sqrt{(D - \Delta t)} I_i$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$I_{e(rms)} = \sqrt{(D - \Delta t)} I_i$

\*  $\Delta t = t_1 - t_0$  ou  $\Delta t = t_3 - t_2$

Figura 31 – Esforço de corrente nos Interruptores Normalizada pela corrente de entrada.



Fonte: Autor

esforço de corrente para toda variação da razão cíclica. Assim, pode-se afirmar que o fator da corrente no cálculo das perdas desses MOSFETs serão as mesmas.

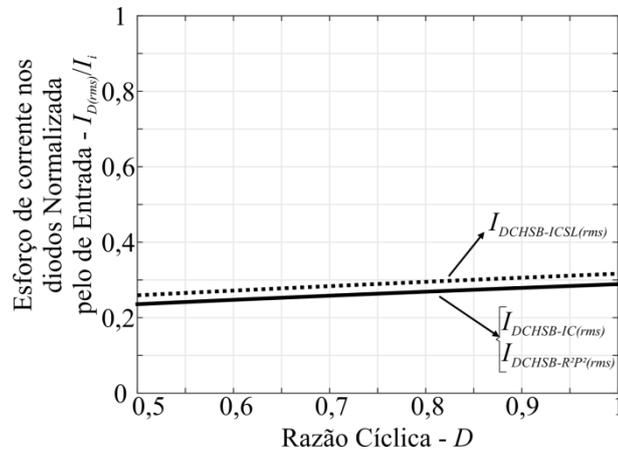
Para os diodos da seção de entrada dos conversores, as equações dos esforços de correntes nesses componentes estão dadas na Tabela 11. Para avaliar os esforços de corrente nos diodos é considerado que todos os conversores estão operando com a mesma corrente de entrada ( $I_i$ ). A Figura 32 apresenta o resultado do esforço de corrente nos diodos normalizada pela corrente de entrada ( $I_{D(rms)}/I_i$ ). De acordo com a Figura 32, os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de

Tabela 11 – Esforço de Corrente dos diodos da seção de entrada dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente nos Diodos ( $D_1, D_2, D_3, D_1^\#, D_2^\#$ e $D_3^\#$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	---
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$I_{DCHSB-IC(rms)} = \frac{\sqrt{D}I_i}{3} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{DCHSB-ICSL(rms)} = \frac{\sqrt{D}I_i}{3} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2} + \sqrt{\frac{(V_i - V_{C_2^\#})^2}{2Re q} e^{-\frac{T_i - t_i}{Re q C_2^\#}}}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{DCHSB-R^2P^2(rms)} = \frac{\sqrt{D}I_i}{3} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	---

Fonte: Autor

Figura 32 – Esforço de corrente nos diodos ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_1^\#$ ,  $D_2^\#$  e  $D_3^\#$ ) Normalizada pela corrente de entrada.



Fonte: Autor

indutor chaveado e *super-lift* apresentam maior esforço de corrente. Isso devido ao pico de corrente que é gerado no início da carga dos capacitores ( $C_2$  e  $C_2^\#$ ). Por outro lado, todos os outros conversores apresentam o mesmo esforço de corrente para toda variação da razão cíclica. Assim, pode-se afirmar que o fator da corrente no cálculo das perdas desses diodos será o mesmo. Além disso, deve ser lembrado que os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão não apresentam diodos na seção de entrada, o que implica que esses não apresentam perdas em relação aos diodos nessa seção do conversor.

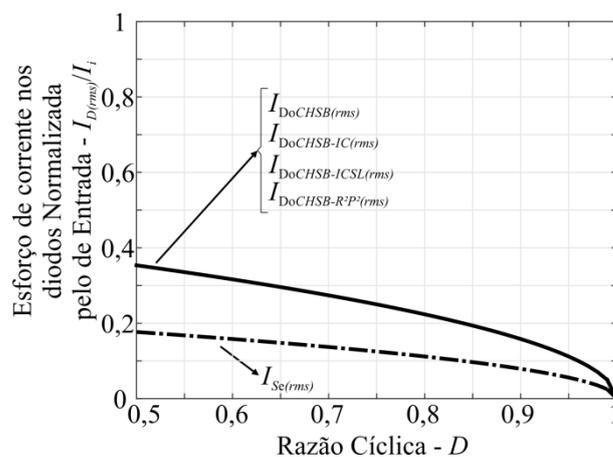
Em relação aos diodos da seção de saída dos conversores, as equações dos seus esforços de correntes estão dadas na Tabela 12. Para avaliar os esforços de corrente nos diodos é considerado que todos os conversores estão operando com a mesma corrente de entrada ( $I_i$ ). A Figura 33 apresenta o resultado do esforço de corrente nos diodos normalizada pela corrente de entrada ( $I_{D(rms)}/I_i$ ). De acordo com a Figura 33, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresenta o menor esforço de corrente nos seus diodos de saída. Consequentemente, fica evidente que as perdas nos diodos do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão serão menores, quando comparado com as outras topologias. Por outro lado, todos os outros conversores apresentam o mesmo esforço de corrente para toda variação da razão cíclica. Assim, pode-se afirmar que o fator da corrente no cálculo das perdas desses diodos será o mesmo.

Tabela 12 – Esforço de Corrente dos diodos da seção de saída dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente nos Diodos ( $D_{01}$ , $D_{02}$ , $D_{03}$ e $D_{04}$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$I_{DoCHSB(rms)} = \frac{I_i \sqrt{(1-D)}}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$I_{DoCHSB-IC(rms)} = \frac{I_i \sqrt{(1-D)}}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{DoCHSB-ICSL(rms)} = \frac{I_i \sqrt{(1-D)}}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{DoCHSB-R^2P^2(rms)} = \frac{I_i \sqrt{(1-D)}}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$I_{DoCHSB-CW(rms)} = \frac{I_i \sqrt{(1-D)}}{4N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{I_i} \right)^2}$

Fonte: Autor

Figura 33 – Esforço de corrente nos diodos de saída normalizada pela corrente de entrada.



Fonte: Autor

#### 4.6 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS MAGNÉTICOS DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Os esforços de corrente nos magnéticos (indutores e transformadores) auxiliam na escolha certa desses componentes a serem utilizados nos protótipos e na estimativa de perdas. Desta forma, inicialmente, os esforços de correntes nos indutores dos conversores são apresentados e posteriormente os esforços de correntes nos transformadores. Para encontrar as

equações dos esforços de corrente foram utilizadas as formas de ondas teóricas dos conversores e as metodologias apresentadas em (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2003).

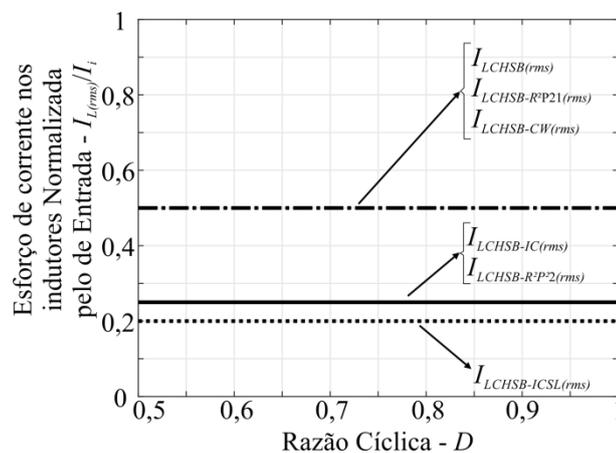
As equações de esforço de corrente dos indutores estão dadas na Tabela 13. Para avaliar os esforços de corrente nos indutores é considerado que todos os conversores estão operando com a mesma corrente de entrada ( $I_i$ ). A Figura 34 apresenta o resultado do esforço de corrente nos indutores normalizada pela corrente de entrada ( $I_{L(rms)}/I_i$ ). De acordo com a

Tabela 13 – Esforço de Corrente dos indutores dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente nos indutores ( $L_1, L_2, L_1^\#$ e $L_2^\#$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$I_{LCHSB(rms)} = \frac{I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$I_{LCHSB-IC(rms)} = \frac{I_i}{4} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{LCHSB-ICSL(rms)} = \frac{I_i}{5} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{LCHSB-R^2P21(rms)} = \frac{I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
	$I_{LCHSB-R^2P22(rms)} = \frac{I_i}{4} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$I_{LCHSB-CW(rms)} = \frac{I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$

Fonte: Autor

Figura 34 – Esforço de corrente nos indutores normalizada pela corrente de entrada.



Fonte: Autor

Figura 34, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* apresenta menor esforço de corrente nos seus indutores. Consequentemente, fica evidente que as perdas individuais dos indutores desses conversores serão menores, quando comparado com as outras topologias. Por outro lado, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente e o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresentam menor número de indutores o que contribui para que esses conversores possuam menores perdas totais em relação aos indutores.

Em relação aos esforços de corrente no transformador, eles podem ser divididos em esforço de corrente no primário e esforço de corrente no secundário. Em relação ao primário do transformador ( $N_1$ ), as equações de esforço de corrente estão dadas na Tabela 14. Como pode ser visto, o esforço de corrente no primário do transformador é igual para todos os conversores. Assim, não tem necessidade de avaliar qual conversor possui maior ou menor esforço de corrente. Por outro lado, isso não acontece no secundário do transformador, visto que cada conversor possui uma relação de transformação ( $N$ ) diferente para alcançar o mesmo ganho de tensão. Desta forma, as equações de esforço de corrente no secundário do transformador estão dadas na Tabela 15. Para avaliar os esforços de corrente nos indutores é considerado que todos os conversores estão operando com a mesma corrente de entrada ( $I_i$ ).

Tabela 14 – Esforço de corrente no primário do transformador dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente no primário do transformador ( $N_1$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$I_{N1CHSB(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta L_L}{I_i}\right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$I_{N1CHSB-IC(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta L_L}{I_i}\right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{N1CHSB-ICSL(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta L_L}{I_i}\right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{N1CHSB-R^2P^2(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta L_L}{I_i}\right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$I_{N1CHSB-CW(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta L_L}{I_i}\right)^2}$

Além disso, o ganho de tensão considerado é  $M = 13,33$  e o valor da relação de transformação do transformador é dado na Figura 27(b).

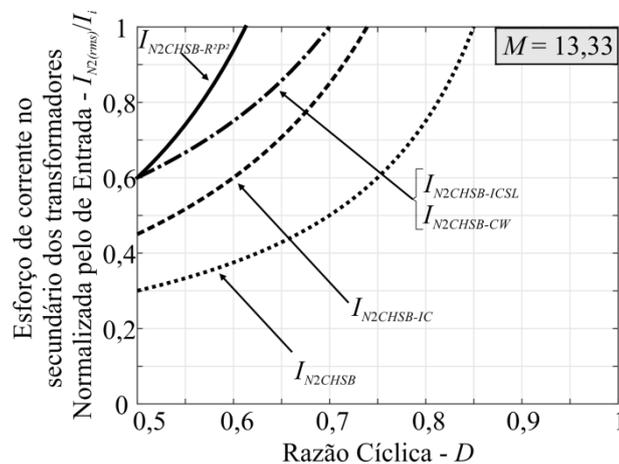
A Figura 35 demonstra que o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente apresenta menor esforço de corrente nos enrolamentos do secundário do transformador ( $N_2$ ). Conseqüentemente, as perdas no secundário desse conversor serão menores. Por outro lado, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant*

Tabela 15 – Esforço de Corrente no secundário do transformador dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente no secundário do transformador ( $N_2$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$I_{N2CHSB(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$I_{N2CHSB-IC(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{N2CHSB-ICSL(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{N2CHSB-R^2P^2(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$I_{N2CHSB-CW(rms)} = \frac{2\sqrt{(D-\Delta t)}I_i}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta L_L}{I_i} \right)^2}$

Fonte: Autor

Figura 35 – Esforço de corrente no secundário do transformador dos conversores elevadores normalizada pelo ganho.



Fonte: Autor

*power processing* possui maior esforço de corrente no secundário do transformador o que acarreta em maiores perdas de condução, quando comparado aos outros conversores.

#### 4.7 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS CAPACITORES DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Os esforços de corrente nos capacitores auxiliam na escolha certa desses componentes a serem utilizados nos protótipos e na estimativa de perdas. Desta forma, inicialmente, os esforços de corrente nos capacitores da seção de entrada dos conversores são apresentados e posteriormente os de correntes nos capacitores da seção de saída. Para encontrar as equações dos esforços de corrente foram utilizadas as formas de ondas teóricas dos conversores e as metodologias apresentadas em (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2003) e (MARTINS, 2013).

As equações estimadas dos capacitores de seção de entrada e saída dos conversores estão dadas na Tabela 16 e Tabela 17, respectivamente. Como pode ser visto na Tabela 16, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* e o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* que possuem esforço de corrente nos capacitores. Consequentemente somente os dois conversores que vão apresentar perdas de condução nesses componentes.

Tabela 16 – Esforço de corrente nos capacitores da seção de entradas dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente nos capacitores da seção de entrada ( $C_1, C_2, C_1^{\#}, C_2^{\#}$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	---
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	---
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{C2(rms)} = \frac{\sqrt{(1-D)}I_i}{3} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{I_i} \right)^2} + \sqrt{\frac{(V_i - V_{C2}^{\#})^2}{2 \text{Req}} e^{-\frac{T_s - t_3}{\text{Req} C_2^{\#}}}}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{C1(rms)} = \frac{I_i}{4} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{I_i} \right)^2}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	---

Tabela 17 – Esforço de corrente nos capacitores da seção de saída dos Conversores Elevadores de Tensão

Conversor	Esforço de corrente nos capacitores da seção de saída ( $C_{o1}$ , $C_{o2}$ , $C_{o3}$ e $C_{o4}$ )
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	$I_{CoCHSB(rms)} = \frac{\sqrt{1-D}(1-D)I_i}{2N}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	$I_{CoCHSB-IC(rms)} = \frac{\sqrt{1-D}(1-D)I_i}{2N}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	$I_{CoCHSB-ICSL(rms)} = \frac{\sqrt{1-D}(1-D)I_i}{2N}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	$I_{CoCHSB-R^2P^2(rms)} = \frac{\sqrt{1-D}(1-D)I_i}{2N}$
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	$I_{CoCHSB-CW(rms)} = \frac{\sqrt{1-D}(1-D)I_i}{4N}$

Fonte: Autor

Em relação aos capacitores da seção de saída ( $C_{o1}$ ,  $C_{o2}$ ,  $C_{o3}$  e  $C_{o4}$ ), o esforço de corrente é a mesma para todos os conversores. Somente o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão que apresenta um esforço menor (metade).

#### 4.8 ESTIMATIVA DE PERDAS DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Na seção 3.4 foi apresentada a metodologia do cálculo das perdas estimadas do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Essa metodologia também é aplicada aos conversores propostos. Deve ser ressaltado que as correntes e o número de componentes devem ser atualizados. Assim, após aplicar a metodologia de projeto dos conversores, o resultado da estimativa de perdas pode ser apresentado. Esses resultados são apresentados nas duas seções a seguir.

#### 4.9 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR

A metodologia de projeto dos conversores propostos segue o mesmo princípio que é apresentada na seção 3.5. Os parâmetros de entrada do estágio CC-CC do microinversor com *link* CC, isto é, a características do painel ( $V_i$ ,  $I_i$ ,  $P_i$ ), razão-cíclica ( $D$ ) e tensão de saída do estágio CC-CC estão dados na Tabela 4.

Os parâmetros do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado estão dados na Tabela 18. A Tabela 19 e a Tabela 20 apresentam os valores dos parâmetros utilizados no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com

Tabela 18 – Parâmetros do *CHSB-IC*

Parâmetros	Valor
Indutores (77071*) – $L_1, L_2, L_1^\#$ e $L_2^\#$	380 $\mu$ H (69 m $\Omega$ )
Ondulação da corrente nos indutores – $\Delta I_L$	30 %
Capacitores – $C_{o1}$ e $C_{o2}$	9 $\mu$ F (150 m $\Omega$ )
Ondulação de tensão nos Capacitores – $\Delta v_C$	1 %
Interruptores – $S_1$ e $S_2$	IRFP4668 (200 V/ 130 A/ 8 m $\Omega$ )
Diodos – $D_1, D_2, D_3, D_1^\#$ , $D_2^\#$ e $D_3^\#$	NTST30100CT (100 V, 30 A, 130 m $\Omega$ )
Diodos – $D_{o1}$ e $D_{o2}$	C4D20120A (1200 V/ 26 A/ 74 m $\Omega$ )
Transformador (MMT520T30.20.10B**) – $N_1:N_2$	12:32 (63 m $\Omega$ : 137 m $\Omega$ )
Relação de Transformação – $N$	2,16
Razão cíclica – $D$	0,51

\* Núcleo KoolM $\mu$  da Magnetics®. \*\* Núcleo Nanocristalino Da Magmattec®.

Fonte: Autor

Tabela 19 – Parâmetros do *CHSB-ICSL*

Parâmetros	Valor
Indutores (77071*) – $L_1, L_2, L_1^\#$ e $L_2^\#$	795 $\mu$ H (130 m $\Omega$ )
Ondulação da corrente nos indutores – $\Delta I_L$	30 %
Capacitores – $C_2, C_2^\#, C_{o1}$ e $C_{o2}$	9 $\mu$ F (150 m $\Omega$ )
Ondulação de tensão nos Capacitores – $\Delta v_C$	1 %
Interruptores – $S_1$ e $S_2$	IRFP4668 (200 V/ 130 A/ 8 m $\Omega$ )
Diodos – $D_1, D_3, D_1^\#$ e $D_3^\#$	NTST30100CT (100 V, 30 A, 130 m $\Omega$ )
Diodos – $D_{o1}$ e $D_{o2}$	C4D20120A (1200 V/ 26 A/ 74 m $\Omega$ )
Transformador (MMT520T30.20.10B**) – $N_1:N_2$	14:23 (78 m $\Omega$ : 127 m $\Omega$ )
Relação de Transformação – $N$	1,633
Razão cíclica – $D$	0,51

\* Núcleo KoolM $\mu$  da Magnetics®. \*\* Núcleo Nanocristalino Da Magmattec®.

Fonte: Autor

Tabela 20 – Parâmetros do *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*

Parâmetros	Valor
Indutores (77192* e 77083*) – $L_1, L_1^\#$ e $L_2, L_2^\#$	634 $\mu$ H e 928 $\mu$ H (105 m $\Omega$ e 76 m $\Omega$ )
Ondulação da corrente nos indutores – $\Delta I_L$	30 %
Capacitores – $C_{o1}$ e $C_{o2}$	9 $\mu$ F (150 m $\Omega$ )
Ondulação de tensão nos Capacitores – $\Delta v_C$	1 %
Interruptores – $S_1$ e $S_2$	IRFP4668 (200 V/ 130 A/ 8 m $\Omega$ )
Diodos – $D_1, D_2, D_1^\#$ e $D_2^\#$	NTST30100CT (100 V, 30 A, 130 m $\Omega$ )
Diodos – $D_{o1}$ e $D_{o2}$	C4D20120A (1200 V/ 26 A/ 1,2 V)
Transformador (MMT520T30.20.10B**) – $N_1:N_2$	16:26 (85 m $\Omega$ : 136 m $\Omega$ )
Relação de Transformação – $N$	1,6
Razão cíclica – $D$	0,51

\* Núcleo KoolM $\mu$  da Magnetics®. \*\* Núcleo Nanocristalino Da Magmattec®.

Tabela 21 – Parâmetros do *CHSB-CW*

Parâmetros	Valor
Indutores (77192*) – $L_1$ e $L_2$	318 $\mu$ H (54 m $\Omega$ )
Ondulação da corrente nos indutores – $\Delta I_L$	30 %
Capacitores – $C_{o1}$ e $C_{o2}$	9 $\mu$ F (150 m $\Omega$ )
Ondulação de tensão nos Capacitores – $\Delta v_c$	1 %
Interruptores – $S_1$ e $S_2$	IRFP4668 (200 V/ 130 A/ 8 m $\Omega$ )
Diodos – $D_{o1}$ e $D_{o2}$	MBR40250 (250 V/ 40 A/ 220 m $\Omega$ )
Transformador (MMT520T30.20.10B**) – $N_1:N_2$	10:17 (48 m $\Omega$ : 93 m $\Omega$ )
Relação de Transformação – $N$	1,63
Razão cíclica – $D$	0,51

\* Núcleo KoolM $\mu$  da Magnetics®. \*\* Núcleo Nanocristalino Da Magmattec®.

Fonte: Autor

célula de indutor chaveado e *super-lift* e no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*, respectivamente. Por fim, os parâmetros do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão estão dados na Tabela 21.

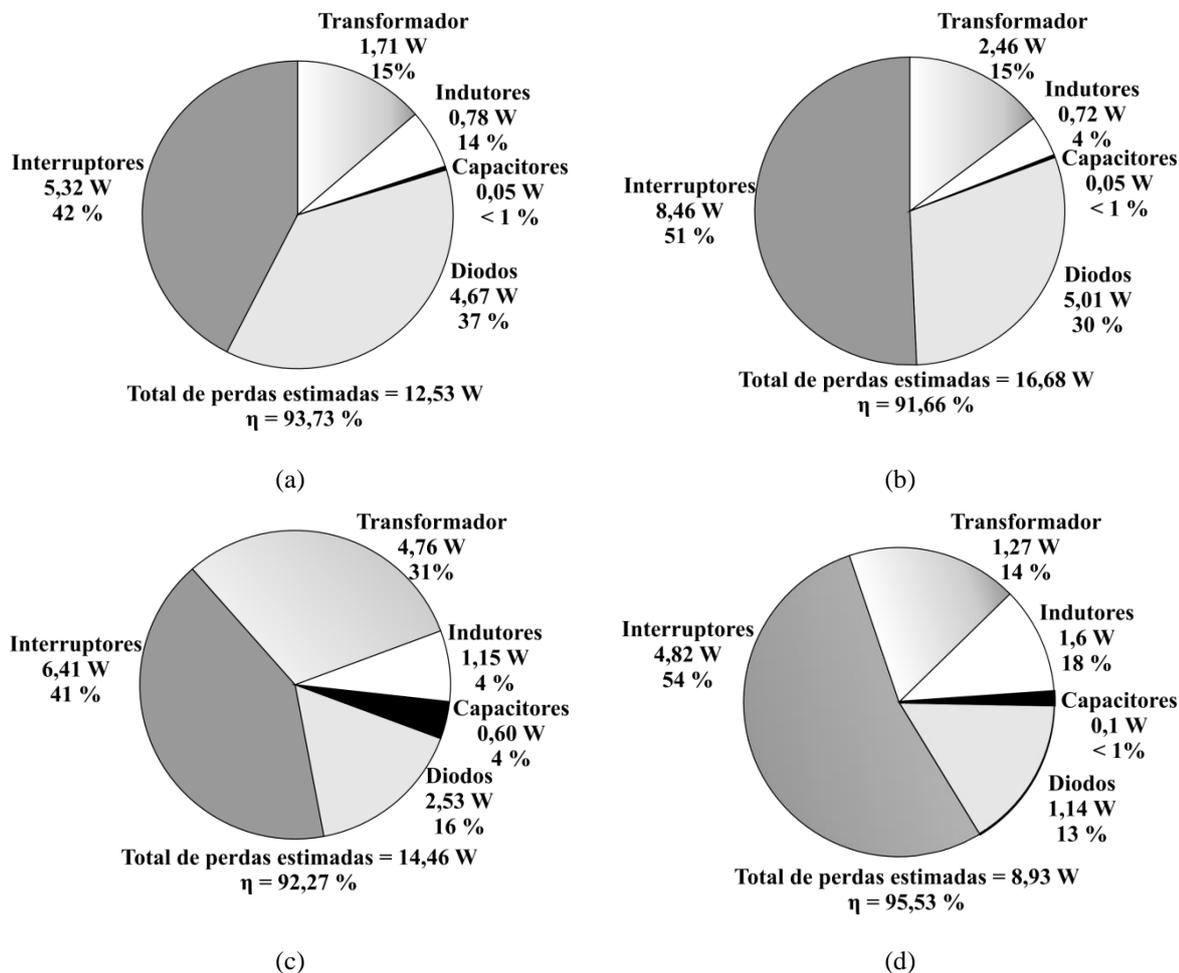
Com isso, as perdas estimadas dos conversores propostos nesse trabalho podem ser encontradas, conforme é apresentado na seção a seguir.

#### 4.10 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO RENDIMENTO ESTIMADO DOS CONVERSORES PROPOSTOS

Após estabelecer a metodologia para calcular o rendimento estimado e o projeto dos componentes dos conversores propostos, essa seção tem por objetivo avaliar essas metodologias.

A partir disso, as perdas estimadas dos conversores podem ser encontradas. A Figura 36 apresenta a distribuição de perdas de cada um dos conversores propostos, considerando o ponto nominal de operação. Como pode ser visto, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresenta menores perdas estimadas ( $P_{est} = 8,93$  W), conseqüentemente o rendimento estimado ( $\eta = 95,53$  %) desse conversor é o maior em relação aos outros conversores. Cabe salientar que as menores perdas estimadas em relação aos indutores é do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* ( $P_L = 0,72$  W). Porém, esse conversor é o que apresenta menor rendimento estimado  $\eta = 91,66$  % .

Figura 36 – Perdas estimadas do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com: (a) célula de indutor chaveado. (b) célula de indutor chaveado e *super-lift*. (c) célula de *reduced redundant power processing*. (d) célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão.



Fonte: Autor

Desta forma, todas as análises necessárias para implementar todos os cinco conversores elevadores de tensão foram concluídas. Nesse sentido, no próximo capítulo deste trabalho é avaliado o estágio CC-CA do microinversor.

#### 4.11 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os quatros conversores propostos baseados no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Inicialmente foram apresentadas as etapas de operação de cada um dos conversores propostos operando no modo de condução contínua. Nesse modo de operação, todos os conversores apresentam quatro etapas de operação.

Em seguida, os ganhos estáticos dos conversores foram encontrados através da associação do fator do ganho de cada célula elevadora de tensão com o fator do ganho estático do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Como foi visto, o conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* possui maior ganho estático.

Posteriormente, os esforços de tensão nos semicondutores dos conversores foram apresentados. O efeito da célula de *reduced redundant power processing* no conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* faz com que esse conversor possua maior esforço de tensão nos semicondutores. Além disso, ficou evidente que o conversor que associa técnicas elevadoras de tensão na seção de saída, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão, possui menores esforços de tensão no semicondutores. Consequentemente, as resistências intrínsecas desses semicondutores serão menores, o que permite conservar o rendimento do conversor.

Os esforços de corrente nos semicondutores dos conversores foram apresentados, onde pode destacar que o conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* possui menores esforço de corrente nos indutores. Porém, devido ao pico de corrente quando os capacitores carregam ( $C_2$  e  $C_2^\#$ ), faz com que o esforço de corrente nos interruptores do conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* seja maior em relação aos demais conversores.

A partir disso, a metodologia para estimar as perdas em cada um dos componentes, o rendimento e o projeto do conversor foi descrito. Para validar essas análises foi feito um exemplo de projeto e encontrado o rendimento estimado de cada um dos conversores propostos. O maior rendimento estimado é do conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão 95,53 %, considerando o ponto de operação de 200 W. Em contrapartida, o conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* apresentou o menor rendimento estimado. Com todas essas análises feitas no presente capítulo, esses conversores podem ser implementados no laboratório.

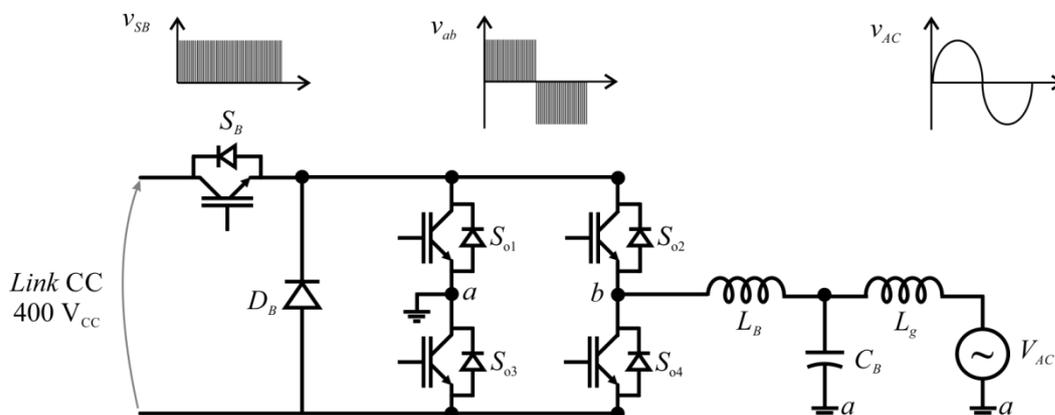
## 5 CONVERSOR *BUCK* COM *UNFOLDING* APLICADO NO ESTÁGIO CC-CA DO MICROINVERSOR COM *LINK* CC

Esse capítulo tem por objetivo analisar o conversor *buck* com *unfolding* aplicado ao segundo estágio do microinversor com *link* CC. Neste Capítulo é feito o estudo das etapas de operação do conversor. Em seguida, as deduções matemáticas para a modelagem do conversor são descritas. Logo após, a metodologia de projeto dos filtros e dos semicondutores são apresentadas. A estratégia de controle é projetada para garantir o funcionamento do conversor ao ser conectado na rede elétrica. Por fim, a estimativa de perdas desse conversor é apresentada.

### 5.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK* COM *UNFOLDING*

Inicialmente, o conversor *buck* com *unfolding* é apresentado novamente na Figura 37. Como pode ser visto, essa topologia é composta por duas estruturas (*buck* e *full-bridge*) bem conhecidas na eletrônica de potência. Basicamente, o conversor *buck* gera uma corrente senoidal retificada em alta frequência e posteriormente o *unfolding* faz a inversão da corrente de acordo com a tensão da rede elétrica. Por fim, o filtro ( $L_B$ ,  $C_B$  e  $L_g$ ) filtra as harmônicas indesejadas com o intuito de garantir a melhor qualidade possível da corrente injetada na rede elétrica. Como pode ser visto, ao posicionar o indutor  $L_B$  na posição atual (vide Figura 37), o filtro do conversor é idêntico ao filtro *LCL*. Isso faz com que as seguintes vantagens sejam alcançadas: menor volume; atenuação de 40 dB/década; redução de transitórios quando conectado à rede elétrica (LISERRE, BLAABJERG e HANSEN, 2005). Entretanto, o filtro

Figura 37 – Conversor *buck* com *unfolding*.



LCL apresenta também uma frequência de ressonância. Essa deve ser cuidadosamente analisada, visto que tende a instabilizar o controle de corrente do conversor conectado à rede. Uma forma simples para reduzir a amplitude (amortecer) dessa ressonância é utilizar um resistor em série com o capacitor do filtro (PEREIRA, 2018). Para gerar a corrente que vai ser injetada na rede elétrica, o interruptor  $S_B$  que faz parte do *buck* opera em alta frequência, onde o sinal de controle desse interruptor é gerado a partir da comparação de um sinal senoidal retificado (modulante) com a portadora (triangular em alta frequência). Posteriormente, de acordo com o sinal de tensão da rede, o par ( $S_{01}$  e  $S_{04}$  ou  $S_{02}$  e  $S_{03}$ ) é acionado. Esses pares operam em baixa frequência (frequência da rede elétrica, tipicamente 60 Hz), onde a mudança do sinal para acionamento de cada par de interruptor muda de estado quando a tensão da rede elétrica passa por zero. Na Figura 37 pode ser visto como varia a tensão em cada etapa da topologia ( $v_{SB}$ ,  $v_{ab}$  e  $v_{ac}$ ). Desta forma, a seguir são apresentadas as etapas de operação do conversor *buck* com *unfolding* considerando a tensão da rede elétrica positiva e negativa. Essas etapas consideram um período de chaveamento do interruptor  $S_B$ .

- $v_{ac} > 0$

*Primeira Etapa* [ $v_{ac} > 0$ ] (Figura 38(a)): Nessa etapa o interruptor  $S_B$  está em condução, assim como os interruptores ( $S_{01}$  e  $S_{04}$ ). Os interruptores ( $S_{02}$  e  $S_{03}$ ) estão

Figura 38 – Etapas de operação do conversor *buck* com *unfolding* para  $v_{ac} > 0$ . (a) Primeira Etapa. (b) Segunda Etapa.

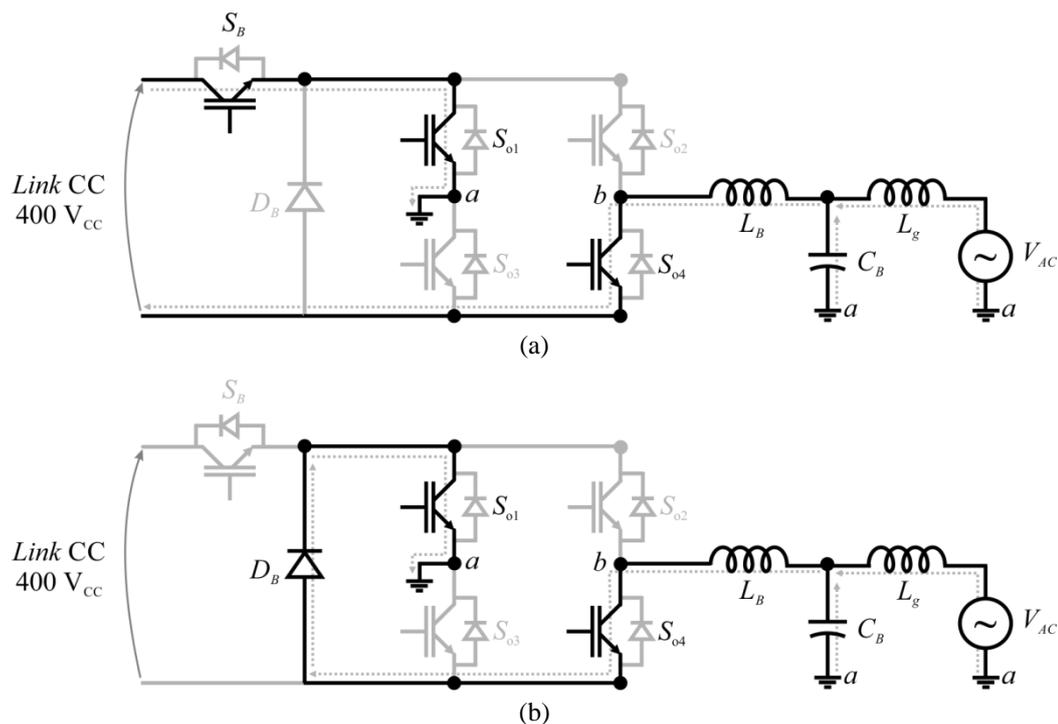
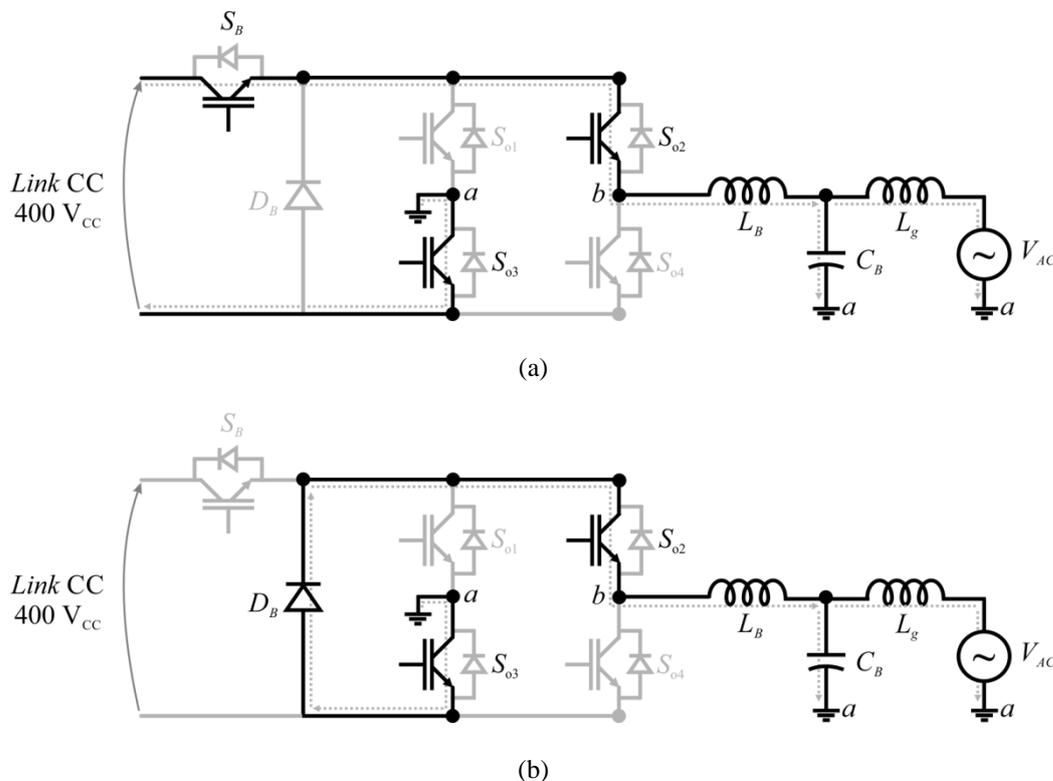


Figura 39 – Etapas de operação do conversor *buck* com *unfolding* para  $v_{ac} < 0$ . (a) Primeira Etapa. (b) Segunda Etapa.



Fonte: Autor

bloqueados para todo o intervalo que  $v_{ac} > 0$ . Desta forma é gerado o caminho da corrente (cinza tracejada) que é injetada na rede elétrica. O indutor  $L_B$  é magnetizado nessa etapa.

*Segunda Etapa* [ $v_{ac} > 0$ ] (Figura 38(b)): Nessa etapa o interruptor  $S_B$  está bloqueado. Os interruptores ( $S_{o1}$  e  $S_{o4}$ ) e ( $S_{o2}$  e  $S_{o3}$ ) permanecem em condução e bloqueados, respectivamente. O indutor  $L_B$  é desmagnetizado nessa etapa através da roda livre ( $D_B$ ). Desta forma é gerado o caminho da corrente (tracejada cinza) que é injetada na rede elétrica.

- $v_{ac} < 0$

*Primeira Etapa* [ $v_{ac} < 0$ ] (Figura 39(a)): Nessa etapa o interruptor  $S_B$  está em condução, assim como os interruptores ( $S_{o2}$  e  $S_{o3}$ ). Os interruptores ( $S_{o1}$  e  $S_{o4}$ ) estão bloqueados para todo o intervalo que  $v_{ac} < 0$ . Desta forma é gerado o caminho da corrente (tracejada cinza) que é injetada na rede elétrica. O indutor  $L_B$  é magnetizado nessa etapa.

*Segunda Etapa* [ $v_{ac} < 0$ ] (Figura 39(b)): Nessa etapa o interruptor  $S_B$  está bloqueado. Os interruptores ( $S_{o2}$  e  $S_{o3}$ ) e ( $S_{o1}$  e  $S_{o4}$ ) permanecem em condução e bloqueados,

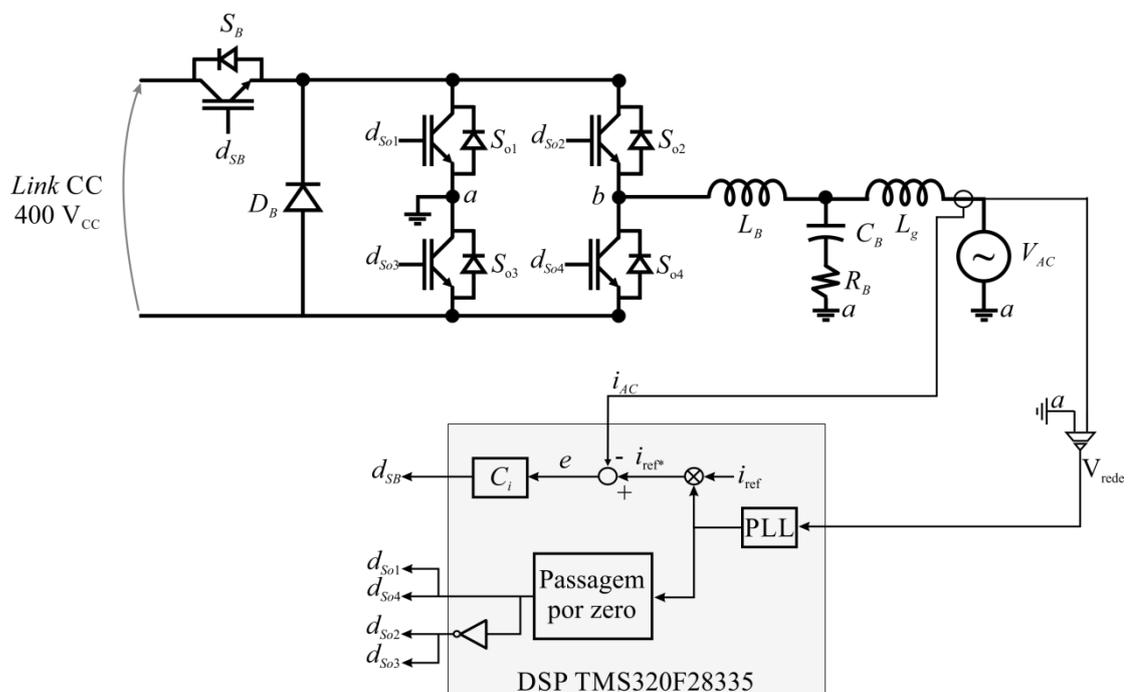
respectivamente. O indutor  $L_B$  é desmagnetizado nessa etapa através da roda livre ( $D_B$ ). Desta forma é gerado o caminho da corrente (tracejada cinza) que é injetada na rede elétrica.

A partir dessa análise simplificada, se tem as principais informações necessárias de como funciona o conversor *buck* com *unfolding*. Para que este seja conectado a rede elétrica é necessária projetar a devida estratégia de controle. Assim, para que isso seja possível, inicialmente deve ser apresentada a dedução matemática da modelagem do conversor. Nesse sentido, a seção a seguir apresenta a modelagem do conversor *buck* com *unfolding*.

## 5.2 MODELAGEM DO CONVERSOR *BUCK* COM *UNFOLDING*

A estrutura de controle utilizada no conversor *buck* com *unfolding* para entender que grandeza deve ser modelado e posteriormente projetar o devido controlador. A Figura 40 ilustra a estrutura de controle utilizada nesse trabalho. Os pares dos interruptores ( $S_{o1}$  e  $S_{o4}$ ) e ( $S_{o2}$  e  $S_{o3}$ ) são acionados de forma complementar, sendo o sinal de controle invertido quando a tensão da rede passa por zero. Além disso, pode ser visto na Figura 40 que é utilizado um sensor para fazer a leitura da tensão da rede elétrica e posteriormente essa leitura passa por um algoritmo *Phase Locked Loop* (*PLL*). A saída do *PLL* é multiplicada pela corrente de

Figura 40 – Estrutura de controle do conversor *buck* com *unfolding*.



referência ( $i_{ref}$ ). Essa corrente de referência ( $i_{ref}^*$ ) é comparada com a corrente que está sendo injetada na rede elétrica ( $i_{ac}$ ), gerando um erro ( $e$ ). O erro ( $e$ ) passa pelo compensador de corrente ( $C_i$ ), resultando assim na razão cíclica ( $d_{SB}$ ) que controla o interruptor  $S_B$ . A partir dessa análise, fica evidente que deve ser modelada a corrente injetada na rede elétrica ( $i_{AC}$ ) pela razão cíclica do interruptor  $S_B$  ( $d_{SB}$ ). Para trabalhos futuros, uma malha externa de tensão que controla a tensão do *link* CC e que gera a corrente de referência da rede ( $i_{ref}$ ) a partir de um algoritmo de *MPPT* será implementada. Neste trabalho, o controle aplicado é somente para a malha de corrente injetada na rede elétrica considerando o *MPP* do painel solar.

Para a modelagem da malha de corrente ( $i_{AC}$ ), a tensão da rede pode ser substituída por uma carga resistiva ( $R_g$ ), como pode ser visto na Figura 41. Além disso, uma resistência  $R_B$  é incluída no conversor, com o intuito de amortecer a ressonância causada pelo filtro *LCL*. Desta forma, aplicando as leis de *kirchhoff* (corrente e tensão), as correntes e tensões do circuito são definidas em (263), (264) e (265).

$$V_{ab} = V_{L_b} + V_{C_b} + V_{R_g} \quad (263)$$

$$I_{L_b} = I_{C_b} + I_{L_g} \quad (264)$$

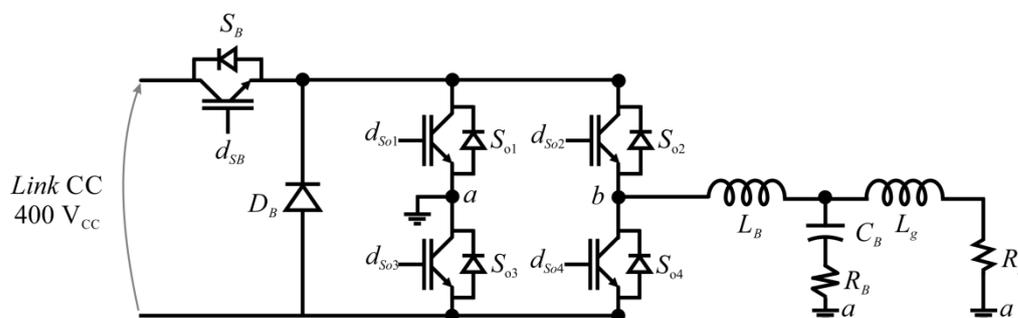
$$V_{ab} = V_{L_b} + V_{L_g} + V_{R_g} \quad (265)$$

onde  $V_{ab}$  é a tensão de saída do *buck*, logo,  $V_{ab} = d_{SB}V_{LinkCC}$ .

Utilizando a forma padrão de controle (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2003), as equações acima podem ser reescritas de acordo com (266).

$$\begin{aligned} \dot{X} &= Ax + Bu \\ \dot{Y} &= Cx + Eu \end{aligned} \quad (266)$$

Figura 41 – Conversor *buck* com *unfolding* com carga resistiva na saída



$$\text{em que } A = \begin{bmatrix} \frac{R_g}{L_B} & -\frac{1}{L_B} & \frac{R_g}{L_B} \\ \frac{1}{C_B} & 0 & -\frac{1}{C_B} \\ \frac{R_g}{L_g} & \frac{1}{L_g} & -\frac{R_B + R_g}{L_g} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_{LinkCC}}{L_B} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Os termos  $[I_{L_B}, V_{C_B}, I_{L_g}]^T$  são os estados  $x$  da planta. O símbolo  $u$  representa a entrada do sistema, e  $Y$  a saída do mesmo. A matriz  $A$  é a matriz dinâmica, a matriz  $B$  é a matriz de entrada, a matriz  $C$  é a matriz de saída e a matriz  $E$  é a matriz de avanço.

Como se deseja a função de transferência seleciona-se a terceira saída da matriz  $C$ , a qual resulta na função de transferência que relaciona a corrente  $i_{ac}$  pela razão cíclica  $d_{SB}$ , dado em (267).

$$\frac{i_{AC}}{d_{SB}}(s) = \frac{R_B C_B s + 1}{C_B L_B L_g s^3 + (C_B L_B (R_B + R_g) + C_B L_g R_g)} V_{LinkCC} \quad (267)$$

Utilizando os valores dos parâmetros do conversor *buck* com *unfolding*, (267) pode ser reescrita como (268).

$$\frac{i_{AC}}{d_{SB}}(s) = \frac{2,789 \times 10^8 s + 3,393 \times 10^{13} + 3.393 \times 10^{13}}{s^3 + 7,534 \times 10^4 s^2 + 1,01 \times 10^9 s + 1,696 \times 10^{13}} \quad (268)$$

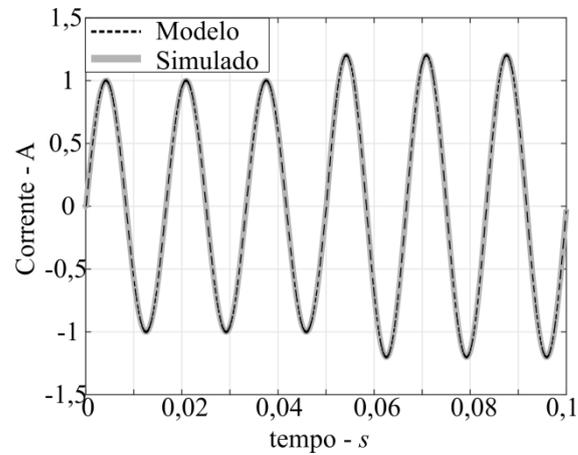
Para validar o modelo encontrado, no PSIM® foi simulado o conversor *buck* com *unfolding* e o modelo, sendo os valores da simulação dados na Tabela 22. O resultado dessa simulação é dado na Figura 42. Como pode ser visto o modelo acompanha perfeitamente o conversor simulado. Desta forma, pode-se dizer que o modelo é válido.

A Figura 43 apresenta o diagrama de bode da planta de corrente. A partir disso o compensador pode ser projetado.

### 5.3 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR BUCK COM UNFOLDING

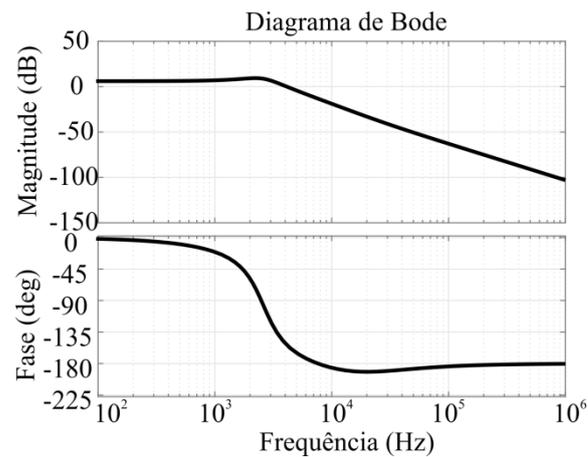
Para o projeto dos componentes do filtro *LCL* foi utilizada a metodologia de projeto dado em (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2014). Os indutores  $L_B$  e  $L_g$  são calculados através de (269) e (270), respectivamente, e o capacitor  $C_B$  é calculado através de (271).

Figura 42 – Validação do modelo de pequenos sinais da corrente de saída do inversor.



Fonte: Autor

Figura 43 – Diagrama de bode da planta de corrente em malha aberta



Fonte: Autor

$$L_B = \frac{V_{LinkCC}}{6 f_s \Delta i_L} \quad (269)$$

$$L_g = r L_B \quad (270)$$

$$C_B = x \frac{P_o}{\omega_r V_{LinkCC}} \quad (271)$$

em que os coeficientes  $r$  e  $x$  são definidos em (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2014).

Os valores de cada um dos parâmetros das equações acima estão dados na Tabela 22. Para maiores detalhes da metodologia do projeto do filtro  $LCL$  ( $L_B$ ,  $C_B$  e  $L_g$ ), a referência (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2014) pode ser consultada.

Tabela 22 – Parâmetros do conversor *buck* com *unfolding*.

Parâmetros	Valor
Indutores (77192 e 77439) – $L_B$ e $L_g$	7,2 mH e 2,3 mH (860 mΩ e 555mΩ)
Ondulação de corrente – $\Delta i_L$	5 %
Relação entre os indutores – r	0,4
Capacitor – $C_B$	500 nF (100 mΩ)
Interruptores – $S_B, S_{o1}, S_{o2}, S_{o3}$ e $S_{o4}$	IRG4BC20UD (600 V/ 6,5 A/ 1,85 V)
Diodos – $D_{SB}$	C4D20120A (1200 V/ 26 A/ 1,4 V)
Frequência da rede em radianos – $\omega_r$	$2\pi 60$ rad/s
Potência de Saída – $P_o$	200 W
Frequência de chaveamento – $f_s$	20 kHz
Frequência da rede elétrica – $f_{AC}$	60 Hz
Tensão da rede elétrica – (RMS e pico)	220 V e 311 V

Fonte: Autor

Em relação aos semicondutores, a tensão máxima suportada pelos mesmos é a tensão do link CC ( $V_{LinkCC} = 400$  V), sendo essa a tensão de saída dos conversores do estágio CC-CC do microinversor. Desta forma, os semicondutores escolhido estão dados na Tabela 22.

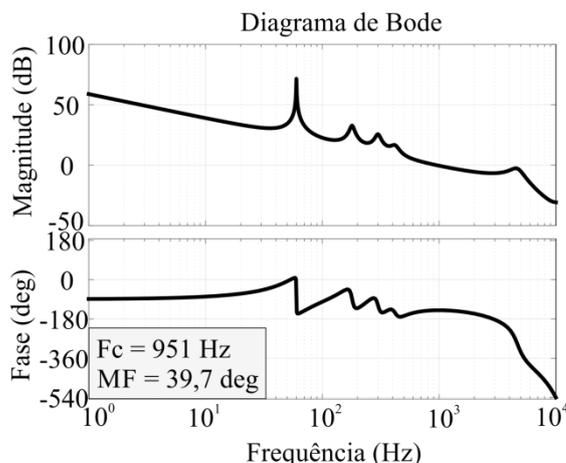
#### 5.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR *BUCK* COM *UNFOLDING*

Após encontrar os valores dos componentes (Tabela 22), o compensador pode ser projetado, com auxílio do software Matlab®. Para garantir que a corrente injetada na rede elétrica alcance os requisitos de fator de potência de taxa de distorção harmonia referente às normas (IEEE Std. 1547-2003, 2014) e (ANEEL, 2013), o compensador de corrente projetado é do tipo ressonante, sendo esse que apresentou melhor desempenho. A equação do compensador de corrente utilizado implementado discretamente é dado em (272).

$$C_i = \frac{0,12633(z + 2,069)(z + 0,1469)(z^2 - 1,981z + 0,9666)}{(z^2 - 2z + 0,999)(z^2 - 1,992z + 0,9955)} \times \frac{(z^2 - 1,945z + 0,954)(z^2 - 1,932z + 0,9486)}{(z^2 - 1,982z + 0,9906)(z^2 - 1,962z + 0,9791)} \quad (272)$$

O compensador de corrente possui ganho na harmônica de 60 Hz, que é a frequência de interesse. Além disso, o compensador possui ganhos nas frequências de 180, 300 e 420 Hz, que são as principais frequências que devem ser rejeitadas. Com isso, o resultado da planta de corrente e do compensador é dado na Figura 44. De acordo com as especificações do Matlab®, o sistema é estável, tendo uma margem de fase de 39,7° e uma frequência de corte de 951 Hz. A partir disso, o compensador pode ser validado experimentalmente.

Figura 44 – Diagrama de bode da planta de corrente com o compensador



Fonte: Autor

## 5.5 ESTIMATIVA DE PERDAS DO CONVERSOR *BUCK* COM *UNFOLDING*

Após encontrar os valores dos componentes, o compensador, agora são avaliadas as perdas do conversor *buck* com *unfolding*. Como pode ser visto na Tabela 22, os interruptores utilizados são IGBTs. Desta forma, as perdas de chaveamento ( $P_{chav}$ ) e de condução ( $P_{cond}$ ) em relação aos interruptores são aproximadas conforme (273) e (274), respectivamente.

$$P_{cha} = \frac{1}{2} V_{CE} I_s f_s (t_{on} + t_{off}) \quad (273)$$

em que,  $V_{CE}$  é a tensão coletor-emissor,  $I_s$  corrente de coletor que flui através do IGBT,  $t_{on}$  e  $t_{off}$  tempo de condução e bloqueio,  $f_s$  frequência de chaveamento. Esses parâmetros são dados no *datasheet* do IGBT.

$$P_{cond} = I_s V_{CE(sat)} t f_s \quad (274)$$

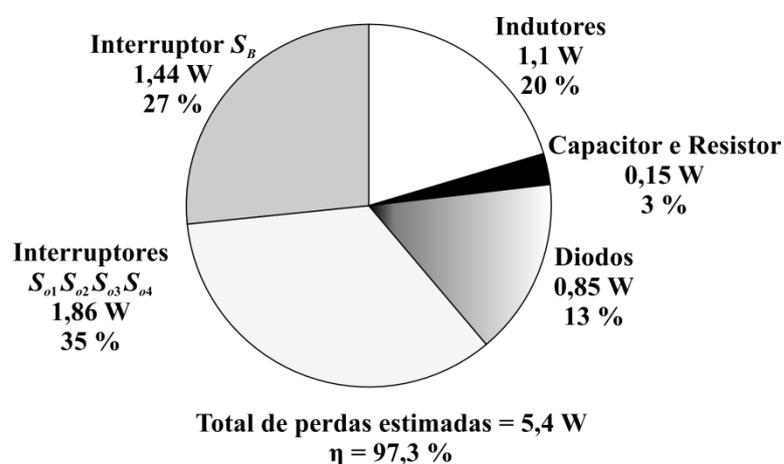
em que  $I_s$  é a corrente média que passa pelo coletor,  $V_{CE(sat)}$  é o valor de limiar da tensão de saturação coletor-emissor,  $t$  tempo de condução.

Totalizando as perdas de chaveamento e de condução, têm-se as perdas totais no dispositivo, conforme (275).

$$P_s = P_{cha} + P_{cond} \quad (275)$$

Em relação às perdas dos indutores, capacitores e diodos, as perdas nesses componentes seguem o mesmo princípio das equações dadas na seção 3.4. A partir disso, as perdas estimadas do conversor podem ser encontradas. A Figura 45 apresenta a distribuição de perdas do conversor, considerando o ponto nominal de operação. Como pode ser visto, as

Figura 45 – Perdas estimadas do conversor *buck* com *unfolding*.



Fonte: Autor

perdas nos interruptores são predominantes, sendo elas aproximadamente  $P_S = 3,33$  W. Além disso deve ser ressaltado que as perdas no interruptor  $S_B$  que comuta em alta frequência é bem próxima as perdas totais dos quatro interruptores do *unfolding* ( $S_{o1}$ ,  $S_{o2}$ ,  $S_{o3}$  e  $S_{o4}$ ) que comutam em baixa frequência. No geral, estima-se que o estágio CC-CA pode alcançar um rendimento de 97,3 %, de acordo com que as perdas estimadas 5,4 W.

## 5.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o estágio CC-CA do Microinversor, o princípio de funcionamento, modelagem, controle, estimativa de perdas e metodologia de projeto. A partir dessas análises foi constatado que essa estrutura apresentou rendimento estimado de 97,3 %. Além disso, o controle utilizado para garantir que a corrente injetada atenda às normas é do tipo ressonante. Com base nas análises feitas nesse capítulo e nos anteriores, agora se tem todas as ferramentas para avaliar os microinversores propostos nesse trabalho.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar as análises teóricas desenvolvidas nesse trabalho, cinco protótipos de microinversores foram projetados, montados e submetidos a ensaios no laboratório. As especificações dos componentes utilizados em cada um dos protótipos estão dadas nas seções de metodologia de projeto dos capítulos três, quatro e cinco. Os resultados experimentais dos protótipos apresentado neste capítulo compreendem algumas formas de onda, qualidade da corrente injetada na rede elétrica e o rendimento dos microinversores. As formas de onda obtidas são para o ponto nominal de operação dos microinversores, como pode ser visto nas Tabela 4 e Tabela 22. Para obter as formas de onda dos microinversores utilizou-se o osciloscópio Tektronix Encore MD0300. Com o analisador de energia Yokogawa WT1800 é medido a qualidade da corrente injetada na rede elétrica e rendimento dos microinversores. As fotos dos protótipos encontram-se no apêndice desse trabalho.

Para seguir a mesma sequência das análises feitas nos capítulos anteriores, inicialmente os resultados experimentais em relação ao estágio CC-CC dos microinversores são apresentados, posteriormente os resultados do estágio CC-CA dos microinversores e por fim o rendimento desses.

### 6.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO ESTÁGIO CC-CC

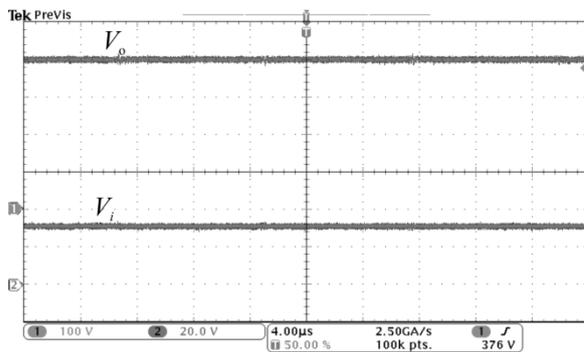
Os resultados experimentais apresentados têm por objetivo demonstrar que os conversores elevadores de tensão alcançaram o ganho de tensão desejado. Posteriormente, a tensão dos capacitores das técnicas utilizadas, em relação à seção de entrada e saída dos conversores. Em seguida, a tensão nos semicondutores e por fim as correntes nos magnéticos dos conversores.

#### 6.1.1 Resultados experimentais em relação ao ganho de tensão dos conversores CC-CC elevadores de tensão

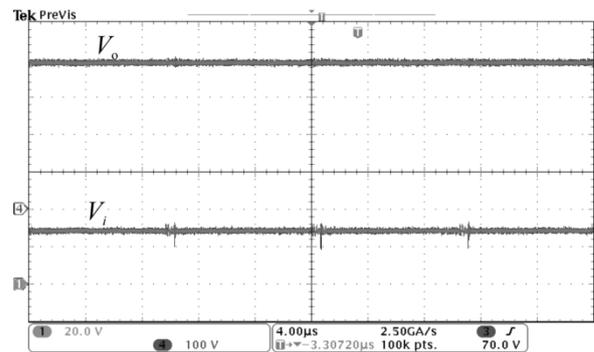
Para demonstrar o ganho de cada um dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os resultados são apresentados na Figura 46, onde podem ser vistas as tensões de entrada  $V_i = 30$  V e  $V_o = 400$  V. Na Figura 46(a) são apresentadas as formas de onda do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Enquanto que as Figura 46(b) e Figura 46(c) ilustram as formas de onda dos conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor

chaveado e *super-lift*, respectivamente. Por fim, para os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão, as suas formas de onda estão dadas nas Figura 46(d) e (e), na devida ordem. Como pode ser visto, todos os conversores alcançaram o ganho de tensão desejado,  $M = 13,33$ . Assim, pode-

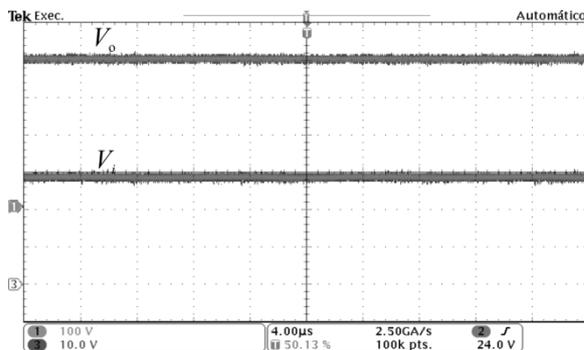
Figura 46 – Resultados experimentais do ganho de tensão ( $V_i$  e  $V_o$ ) (a) *CHSB*. (b) *CHSB-IC*. (c) *CHSB-ICL*. (d) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*. (e) *CHSB-CW*.



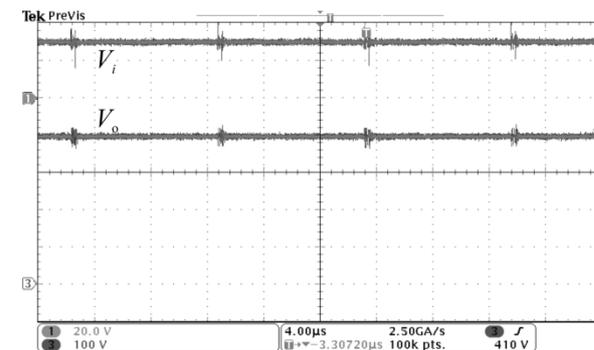
(a)



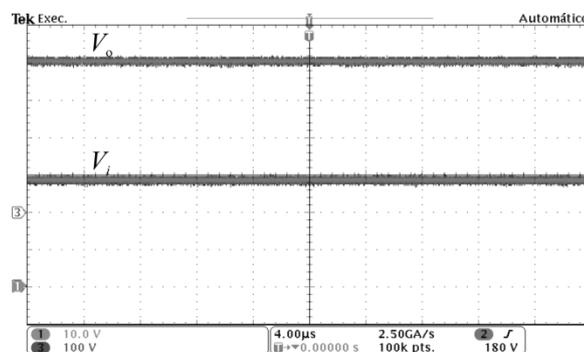
(b)



(c)



(d)



(e)

se dizer que esse conjunto de cinco conversores é do tipo conversor de alto ganho de tensão (*high step-up*).

### 6.1.2 Resultados experimentais em relação aos capacitores da seção de saída dos conversores CC-CC

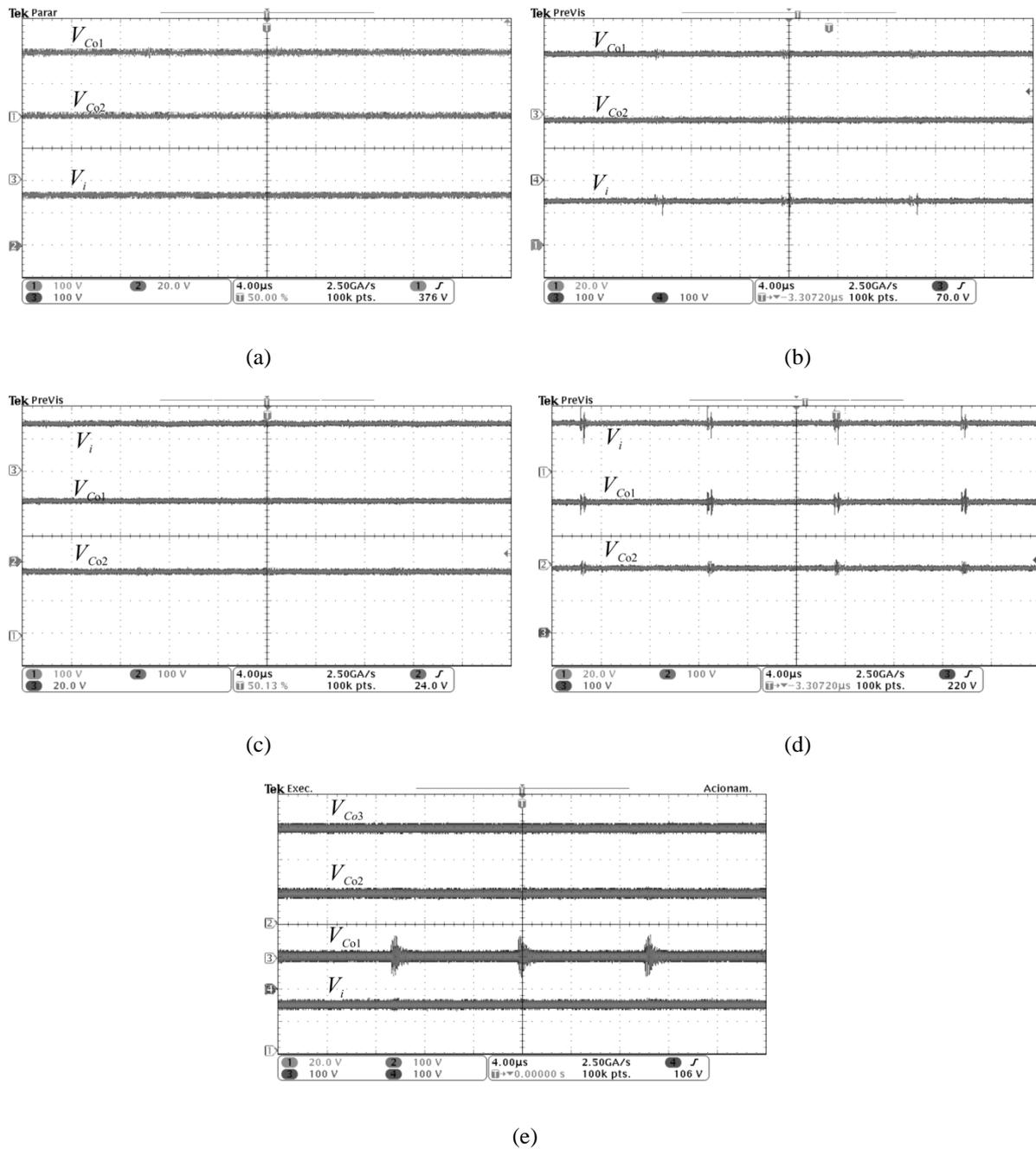
Os capacitores ( $C_{o1}$ ,  $C_{o2}$ ,  $C_{o3}$ ) das seções de saída dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os resultados de tensão são apresentados na Figura 47. Para os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente (Figura 47(a)), meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado (Figura 47(b)), meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lif* (Figura 47(c)) e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* (Figura 47(d)), as formas de onda apresentam a tensão de entrada ( $V_i = 30$  V), a tensão nos capacitores da seção de saída ( $V_{C_{o1}} = V_{C_{o2}} = 200$  V). Como pode ser visto, a tensão desejada desses capacitores alcançou o valor desejado de 200 V. Essas tensões estão empilhadas, gerando assim a tensão de saída, isto é,  $V_o = V_{C_{o1}} + V_{C_{o2}} = 200 + 200 = 400$  V.

Por fim, a Figura 47(e) ilustra as formas de onda de cada um dos capacitores da seção de saída do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. Como pode ser visto, a tensão do capacitor  $V_{C_{o1}}$  é igual a 100 V, sendo esse valor igual a  $3,33V_i = 3,33(30) = 100$  V. Com a sequência da célula de Cockcroft-Walton, a tensão dos capacitores  $C_{o2}$  e  $C_{o3}$  são  $V_{C_{o2}} = 200$  V e  $V_{C_{o3}} = 300$  V, respectivamente. A partir das formas de onda apresentadas na Figura 47, pode-se dizer que as tensões desejadas em relação aos capacitores da seção de saída dos conversores foram alcançadas.

### 6.1.3 Resultados experimentais em relação aos capacitores da seção de entrada dos conversores CC-CC

A tensão nos capacitores ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_1^\#$  e  $C_2^\#$ ) das seções de entrada dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os resultados são apresentados na Figura 48. Visto quesamente os conversores meia-ponte isolados alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* possuem os capacitores,  $C_2$  e  $C_1$ , respectivamente. Os resultados apresentados são para esses dois conversores. A Figura 48(a) apresenta a tensão dos

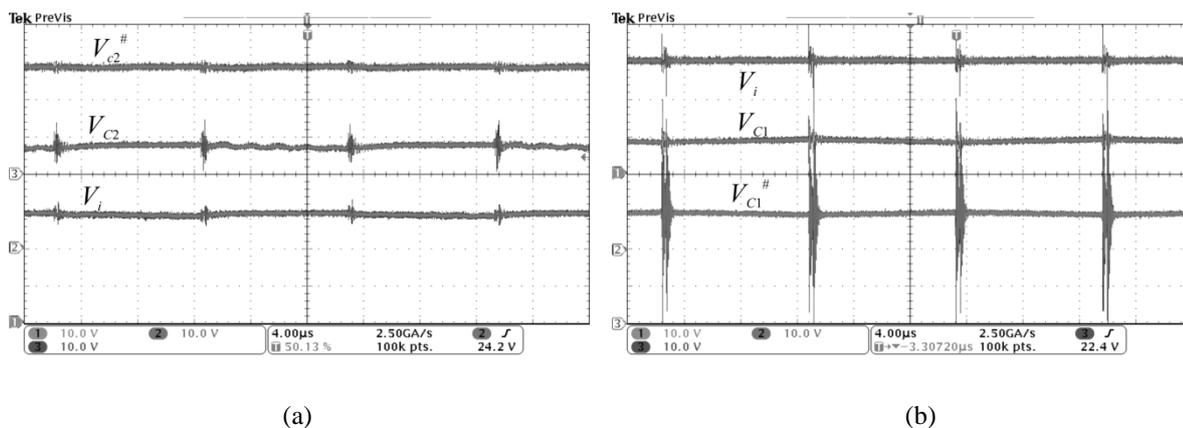
Figura 47 – Resultados experimentais dos capacitores da seção de saída ( $V_i$ ,  $V_{Co1}$ ,  $V_{Co2}$  e  $V_{Co3}$ ) (a) *CHSB*. (b) *CHSB-IC*. (c) *CHSB-ICL*. (d) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*. (e) *CHSB-CW*.



Fonte: Autor

capacitores ( $V_{C2} = V_{C2}^{\#} = V_i = 30$  V). Como pode ser visto, esses capacitores ( $C_2$  e  $C_2^{\#}$ ) copiam a tensão de entrada  $V_i$ , que é o propósito dessa célula de *super-lift*. Em relação ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*, a Figura 48(b) ilustra as formas de onda das tensões nos capacitores ( $V_{C1} = V_{C1}^{\#} \approx 31,22$  V). Devido a ponteira utilizada, o valor de tensão ( $V_{C1} = V_{C1}^{\#}$ ) aparece um pouco

Figura 48 – Resultados experimentais dos capacitores da seção de entrada ( $V_i$ ,  $V_{C2}$ ,  $V_{C2}^\#$ ,  $V_{C1}$ ,  $V_{C1}^\#$ ). (a) *CHSB-IC* (b) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*.



Fonte: Autor

menor. Na Figura 48(b), a tensão no capacitor ( $V_{C1}^\#$ ) possui uma oscilação indesejada causada pela ponteira do osciloscópio, porém isso não comprometeu o desempenho do conversor. Desta forma, pode-se dizer que as tensões desejadas em relação aos capacitores da seção de entrada dos conversores foram alcançadas.

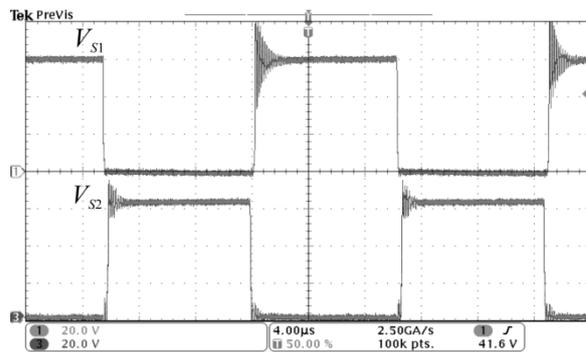
Com as formas de ondas apresentadas na Figura 46, Figura 47 e Figura 48 se valida o funcionamento dos conversores elevadores de tensão para as técnicas elevadoras de tensão aplicadas na seção de entrada e saída do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Para apresentar maiores detalhes de funcionamento, as subseções seguintes apresentam os resultados de tensão nos semicondutores e correntes nos magnéticos de cada um dos conversores.

#### 6.1.4 Resultados experimentais em relação à tensão nos interruptores dos conversores CC-CC elevadores de tensão

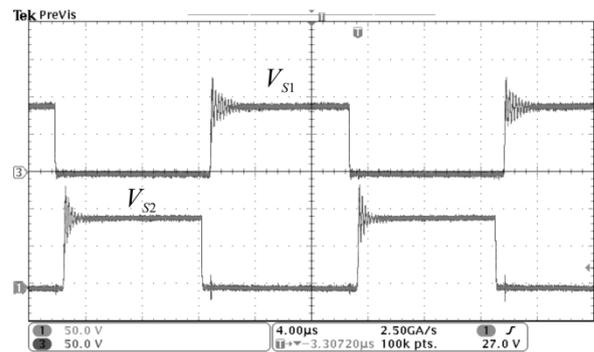
A tensão dos interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ) de cada um dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os resultados de tensão são apresentados na Figura 49. A Figura 49(a) apresenta a tensão nos interruptores do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente. Como pode ser visto, a tensão nesses interruptores é  $V_{S1} = V_{S2} = 61,22$  V. Para o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado, a Figura 49(b) apresenta a tensão nos interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ). O impacto da célula de indutor chaveado faz com que a tensão  $V_{S1} = V_{S2}$  seja igual a 92,45 V, aproximadamente. Por outro lado, para os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift*

(Figura 49(c)) e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* (Figura 49(d)), o efeito dessas células faz com a tensão desse componentes seja  $V_{S1} = V_{S2} = 122,45 \text{ V}$  e  $V_{S1} = V_{S2} = 125 \text{ V}$ , respectivamente. Por outro lado, para o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão, que não possui nenhuma técnica na seção de entrada, a tensão nos

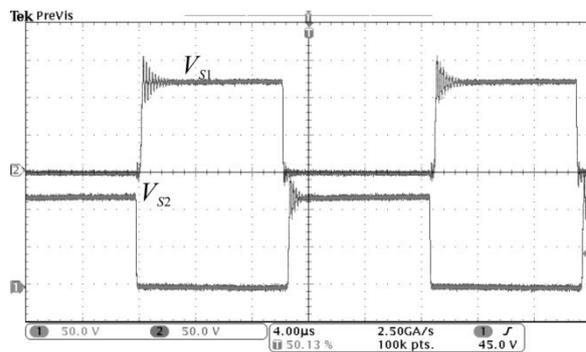
Figura 49 – Resultados experimentais de tensão nos interruptores ( $V_{S1}$  e  $V_{S2}$ ) (a) *CHSB*. (b) *CHSB-IC*. (c) *CHSB-ICL*. (d) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*. (e) *CHSB-CW*.



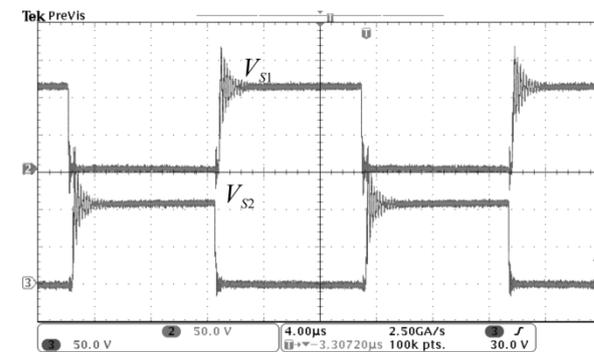
(a)



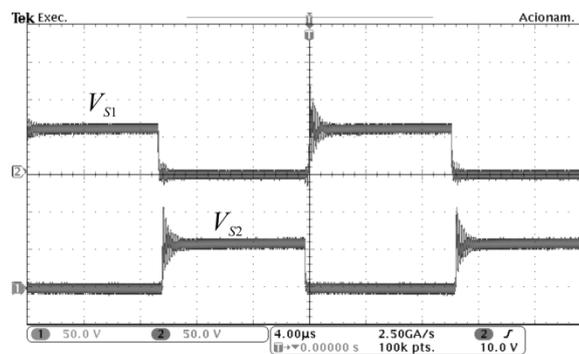
(b)



(c)



(d)



(e)

seus interruptores é  $V_{S1} = V_{S2} = 61,22 \text{ V}$ .

A partir desses resultados, as análises dos esforços de tensão nos semicondutores são validadas. Na seção 4.4 foi concluído que o menor esforço de tensão nos interruptores é dos conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. Enquanto que, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* apresenta maior esforço de tensão nos semicondutores, o que vem de acordo com os resultados experimentais obtidos.

### 6.1.5 Resultados experimentais em relação à tensão nos diodos da seção de saída dos conversores CC-CC elevadores de tensão

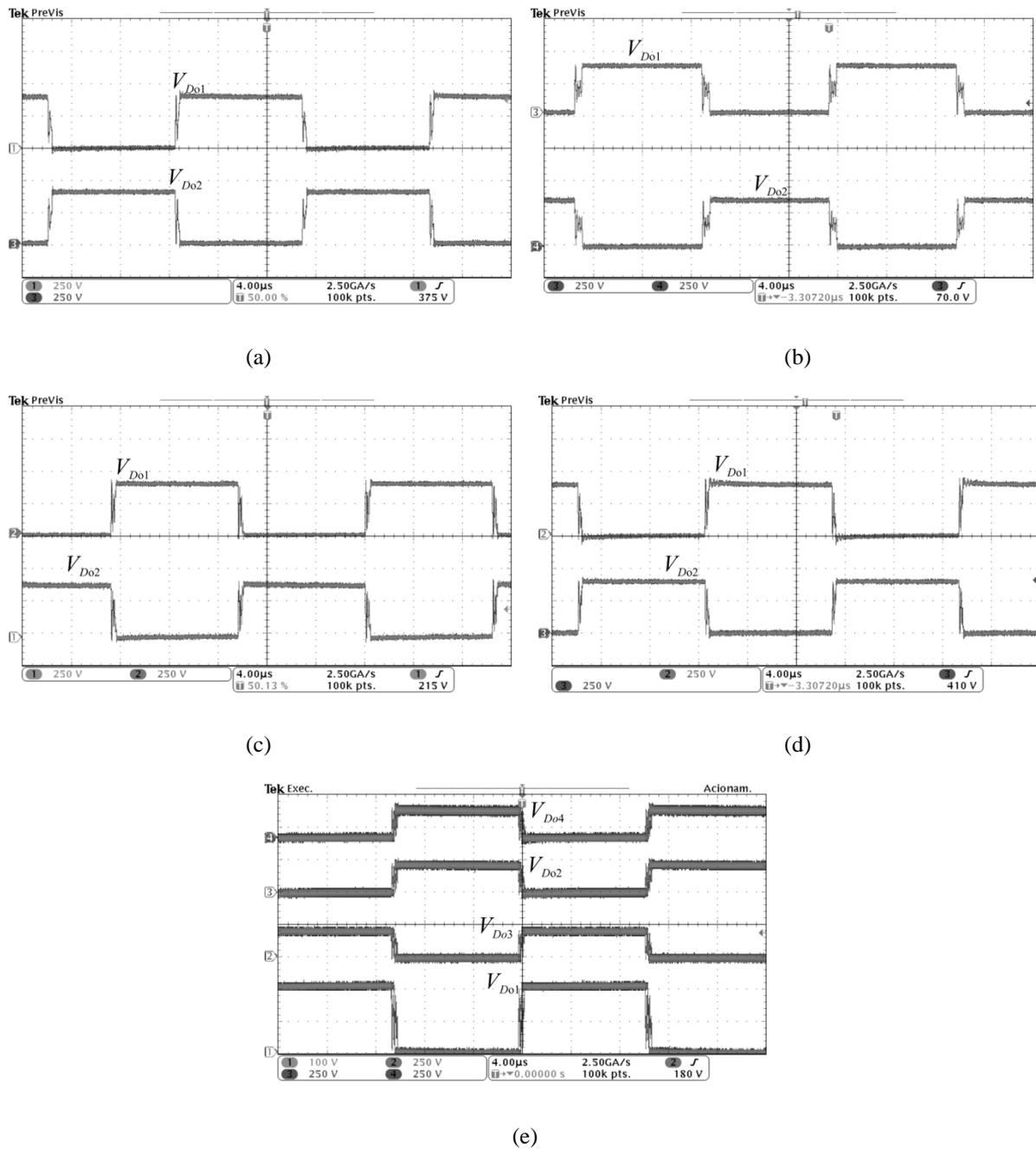
Os diodos ( $D_{o1}$ ,  $D_{o2}$ ,  $D_{o3}$  e  $D_{o4}$ ) das seções de saída dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os resultados de tensão são apresentados na Figura 50. Para os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente (Figura 50(a)), meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado (Figura 50(b)), meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lif* (Figura 50(c)) e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* (Figura 50(d)), as formas de onda apresentam a tensão nos diodos da seção de saída ( $V_{D_{o1}} = V_{D_{o2}} = 400 \text{ V}$ ). Como pode ser visto, a tensão desejada desses capacitores alcançou o valor desejado de 400 V. Por fim, a Figura 50(e) ilustra as formas de onda de cada um dos diodos da seção de saída do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão,  $V_{D_{o1}} = V_{D_{o2}} = V_{D_{o3}} = V_{D_{o4}} = 200 \text{ V}$ .

A partir desses resultados, as análises dos esforços de tensão nos diodos da seção de saída dos conversores se validam. Isto é, na seção 4.4 foi concluído que a menor tensão nos diodos da seção de saída é do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão.

### 6.1.6 Resultados experimentais em relação aos diodos da seção de entrada dos conversores CC-CC elevadores de tensão

Parar demonstra a tensão nos diodos ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_1^\#$ ,  $D_2^\#$  e  $D_3^\#$ ) das seções de entrada dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os resultados são apresentados na Figura 51. Visto que  $V_{D1} = V_{D1^\#}$ ,  $V_{D2} = V_{D2^\#}$  e  $V_{D3} = V_{D3^\#}$ , os resultados apresentados na Figura 51 são

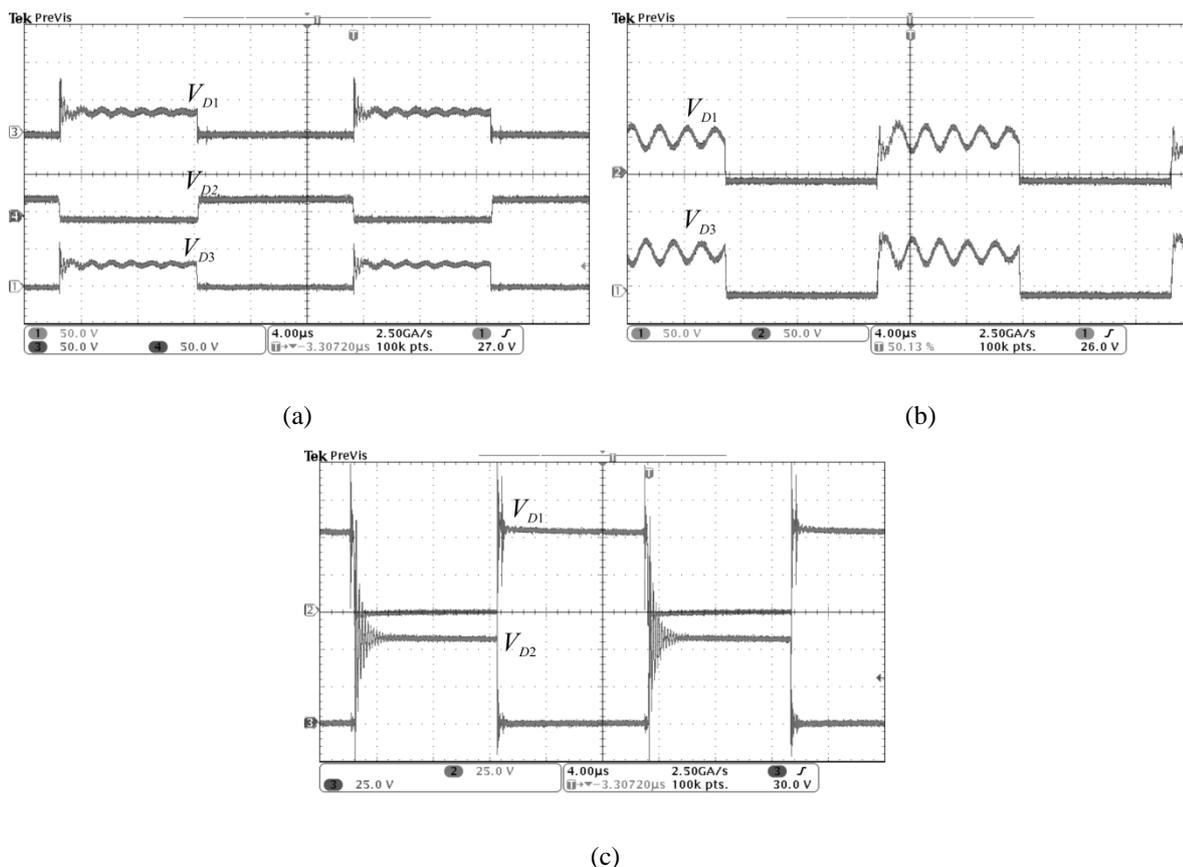
Figura 50 – Resultados experimentais nos diodos da seção de saída ( $V_{Do1}$ ,  $V_{Do2}$ ,  $V_{Do3}$  e  $V_{Do4}$ ) (a) *CHSB*. (b) *CHSB-IC*. (c) *CHSB-ICL*. (d) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*. (e) *CHSB-CW*.



Fonte: Autor

somente para  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$ ,  $V_{D3}$ . Além disso, deve ser lembrado que somente os conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado, meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* e meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* possuem diodos na seção de entrada. A Figura 51(a) apresenta a tensão nos diodos  $V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} =$

Figura 51 – Resultados experimentais nos diodos da seção de entrada ( $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$ ,  $V_{D3}$ ). (a) *CHSB-IC*. (b) *CHSB-ICL*. (c) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*.



Fonte: Autor

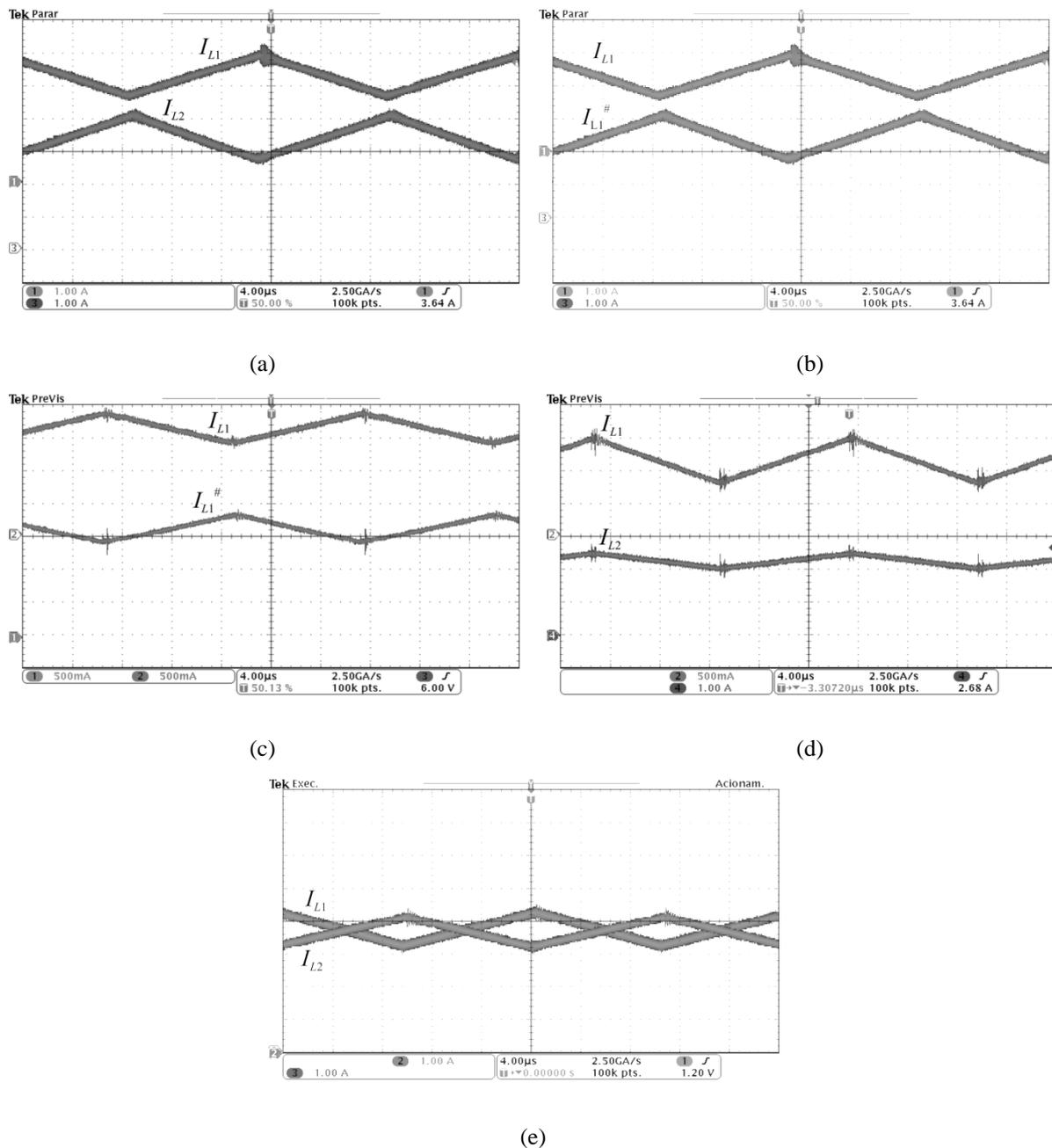
31, 22 V do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado. Em relação ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor e *super-lift*, a Figura 51(b) ilustra a tensão nos diodos  $V_{D1} = V_{D3}$ . Idealmente, o valor da tensão nesses diodos é 61,22 V. Porém, devido à oscilação indesejada nessas formas de onda, esse valor não fica intuitivo ao analisar a Figura 51(b). Esse fato não afetou o desempenho do conversor. Por fim, a Figura 51(c) apresenta as formas de onda de tensão nos diodos  $V_{D1} = V_{D2} = 61,22$  V do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*.

Como pode ser visto Figura 51 a tensão nos diodos da seção de entrada do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado possui menor nível de tensão. Esse fato vem de acordo com as análises feitas na seção 4.4 de esforço de tensão nos semicondutores. Desta forma se conclui as avaliações em relação aos esforços de tensão nos semicondutores.

### 6.1.7 Resultados experimentais em relação a corrente nos indutores dos conversores CC-CC elevadores de tensão

Para demonstrar a corrente nos indutores ( $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_1^\#$  e  $L_2^\#$ ) dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os resultados são apresentados na Figura 52. Para o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente (Figura 52(a)) a corrente  $i_{L1} = i_{L2}$  (defasadas  $180^\circ$ ) que

Figura 52 – Resultados experimentais de corrente nos indutores ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) (a) *CHSB*. (b) *CHSB-IC*. (c) *CHSB-ICL*. (d) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*. (e) *CHSB-CW*.



é aproximadamente 3,33 A (rms). A Figura 52(b) ilustra a corrente  $i_{L1} = i_{L1}^{\#}$  do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado, que é aproximadamente 2,22 A (rms), aproximadamente. Para o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lif*, as suas correntes nos indutores ( $i_{L1} = i_{L1}^{\#}$ ) estão dadas na Figura 52(c), sendo esses valores aproximadamente iguais a 1,667 A (rms). Na Figura 52(d) tem-se as formas de onda das correntes dos indutores do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*. Percebe-se que as correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L1}^{\#}$  não são iguais, sendo elas aproximadamente iguais a 1,667 A e 2,22 A (rms), respectivamente. Por fim, a Figura 52(e) ilustra as formas de onda de correntes nos indutores ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. Como pode ser visto, a corrente nesses indutores é aproximadamente igual a 3,33 A (rms). A partir das formas de onda apresentadas na Figura 52, pode-se dizer que as correntes desejadas em relação aos indutores foram alcançadas e as análises feitas na seção 4.6 de esforço de corrente nos magnéticos são validas, visto que foi concluído que o menor esforço de corrente é do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift*.

### 6.1.8 Resultados experimentais em relação à corrente no transformador dos conversores CC-CC elevadores de tensão

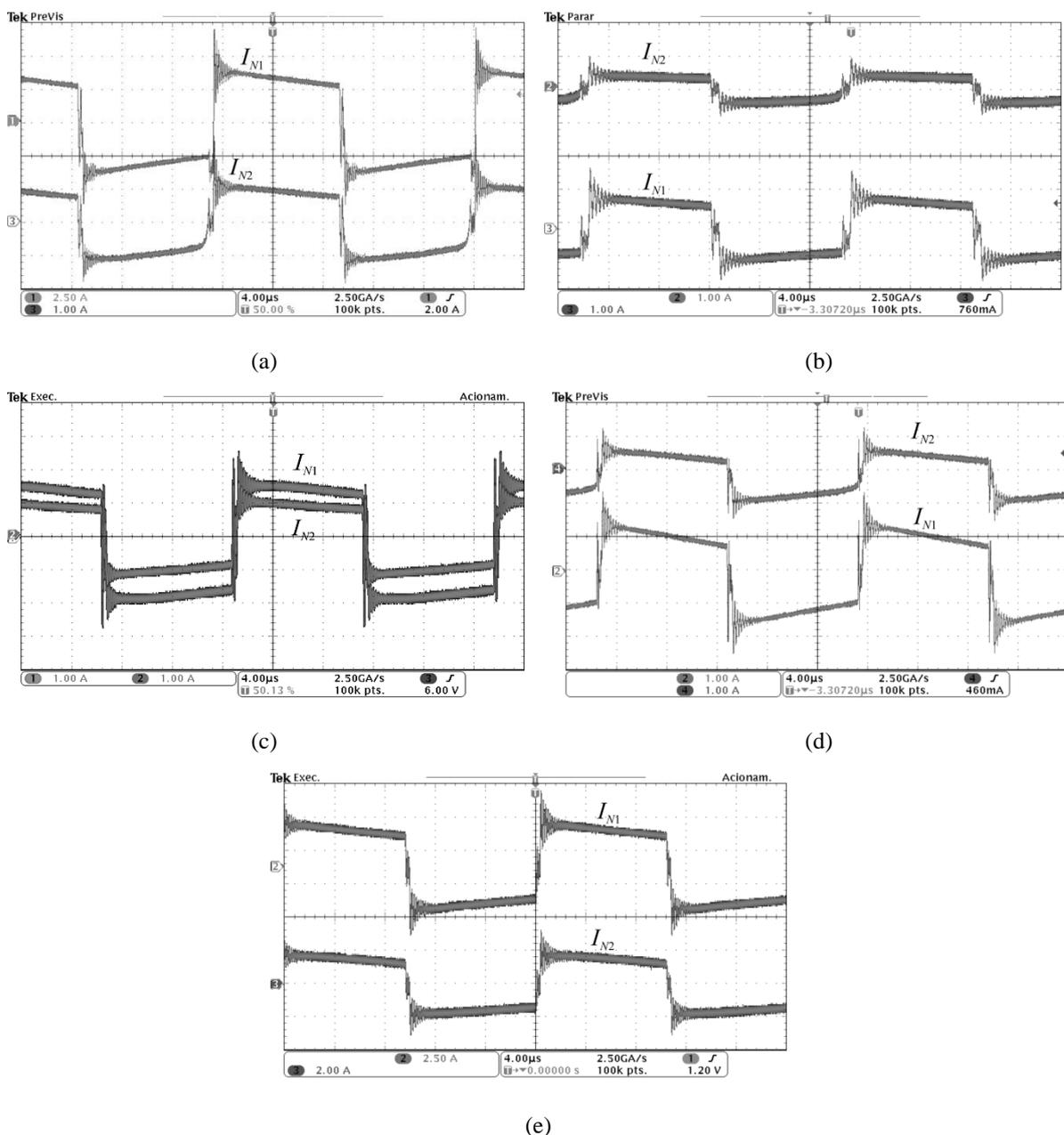
A corrente no transformador ( $i_{N1}$  e  $i_{N2}$ ) dos conversores CC-CC elevadores de tensão, os seus resultados são apresentados na Figura 53. Para o conversores meia-ponte isolado alimentado em corrente, as correntes no primário ( $i_{N1}$ ) e no secundário ( $i_{N2}$ ) do transformador são dadas na Figura 53(a). A Figura 53(b) ilustra as correntes no primário ( $i_{N1}$ ) e no secundário ( $i_{N2}$ ) do transformador do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lif*, as suas correntes no primário ( $i_{N1}$ ) e no secundário ( $i_{N2}$ ) estão dadas na Figura 53(c). A Figura 53(d) ilustra as suas correntes no primário ( $i_{N1}$ ) e no secundário ( $i_{N2}$ ) do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing*. Por fim, a Figura 53(e) ilustra as formas de onda de correntes no primário ( $i_{N1}$ ) e no secundário ( $i_{N2}$ ) do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. Conforme é esperado, a corrente no primário dos transformadores é igual de todos os conversores.

Com os resultados experimentais apresentados até agora se valida o funcionamento de todos os cinco conversores aplicados no estágio CC-CC no microinversor. Assim, a seguir o estágio CC-CA é avaliado.

## 6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO ESTÁGIO CC-CA

Inicialmente, os resultados experimentais apresentados têm por objetivo apresentar

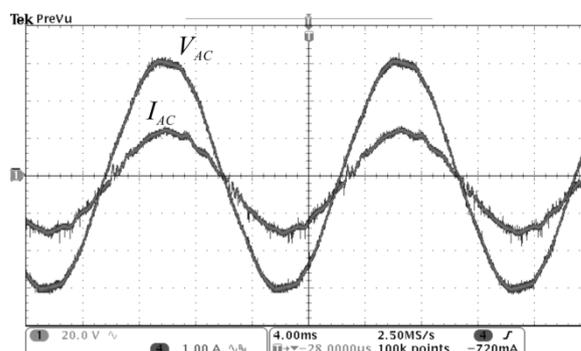
Figura 53 – Resultados experimentais de corrente no transformador ( $i_{N1}$  e  $i_{N2}$ ) (a) *CHSB*. (b) *CHSB-IC*. (c) *CHSB-ICL*. (d) *CHSB-R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*. (e) *CHSB-CW*.



que o microinversor está injetando corrente na rede elétrica. Posteriormente, resultados de tensões e correntes do conversor *buck* com *unfolding* são ilustrados.

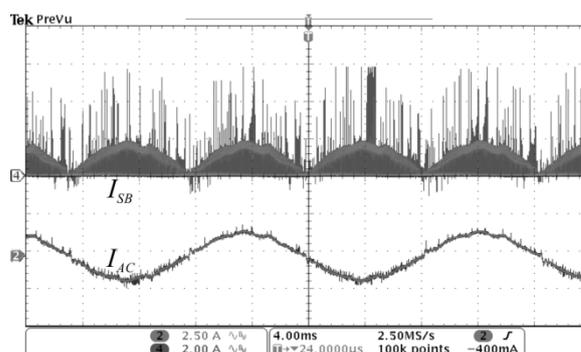
Na Figura 54 são mostradas a corrente injetada na rede elétrica ( $I_{AC}$ ) e a tensão da rede elétrica ( $V_{AC}$ ). A corrente de pico de referência é 1,34 A (considerando a potência nominal de 200 W). Como pode ser visto na Figura 54, a corrente está sendo controlada no valor de pico desejado. Desta forma pode-se afirmar que a estratégia de controle utilizada apresenta bom desempenho para o ponto de operação desejado. Para verificar a qualidade da corrente injetada na rede elétrica foi utilizado o Yokogawa WT1800, conforme mencionado no início do presente capítulo. O fator de potência medido é 0,9867. Em relação ao conteúdo harmônico, o valor da taxa de distorção harmônica é de 3,73 %. Esses valores de fator de potência e taxa de distorção harmônica atendem às normas (ANEEL, 2013) e (IEEE Std. 1547-2003, 2014). Desta forma, pode-se dizer que os microinversores propostos nesse trabalho alcançaram o desempenho desejado em relação à qualidade da energia fornecida à

Figura 54 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da tensão da rede elétrica.



Fonte: Autor

Figura 55 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da corrente de entrada do estágio CC-CA.

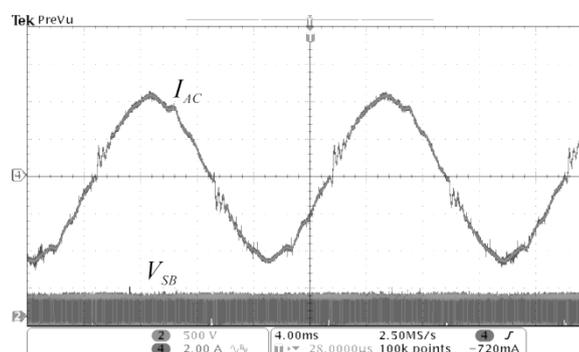


Fonte: Autor

rede elétrica. Além disso deve ser salientado que a precisão da ponteira utilizada faz que aparentemente há uma pequena defasagem da corrente em relação a tensão da rede e um nível de corrente CC injetada na rede. Por fim, o ganho da ponteira de tensão está cinco vezes menor que a tensão da rede elétrica medida.

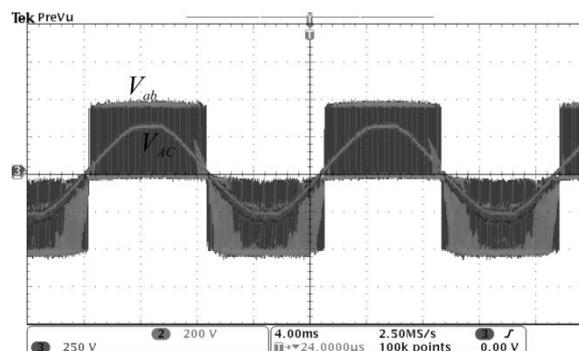
Para demonstrar a corrente de entrada e de saída do estágio CC-CA foram obtidas a formas de onda dada na Figura 55. Como pode ser visto, a corrente de entrada do estágio CC-CA ou do interruptor  $S_B$  do conversor *buck* com *unfolding* ( $I_{SB}$ ) é uma corrente senoidal retificada conforme foi dito na análise de operação dessa topologia. Essa corrente ao passar pelo *unfolding* e pelo filtro ( $L_B$ ,  $C_B$  e  $L_g$ ) é igual a corrente  $I_{AC}$  que é injetada na rede elétrica. Por fim, o sinal da corrente  $I_{SB}$  apresenta ruídos que podem ter sido causados pelos dispositivos utilizados ou pode ser ruído branco. Esse fato não interferiu no desempenho do microinversor.

Figura 56 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da tensão do interruptor  $S_B$ .



Fonte: Autor

Figura 57 – Resultados experimentais de corrente injetada na rede elétrica e da tensão de saída do conversor *buck*.



Fonte: Autor

Em relação à tensão do interruptor  $S_B$ , a Figura 56 apresenta essa forma de onda. Como pode ser visto, o valor máximo da tensão do interruptor  $S_B$  é  $V_{SB} = 400$  V, que é igual à tensão do *link* CC. A  $V_{SB}$  varia de 0 até 400 V, de acordo com o estado do interruptor, isto é, condução ou bloqueado, respectivamente. De acordo com o sentido da corrente da rede, a tensão de  $V_{ab}$  inverte ou mantém a tensão  $V_{SB}$ , como pode ser visto na Figura 57. Desta forma essa topologia garante o sentido desejado para fornecer corrente a rede elétrica.

### 6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO RENDIMENTO DOS MICROINVERSORES PROPOSTOS

Para avaliar os rendimentos dos microinversores, o método de rendimento europeia ( $\eta_{EU}$ ) é utilizado, dado em (276) (ARAÚJO, ZACHARIAS e MALLWITZ, 2010), conforme Tabela 23

Tabela 23 – Pontos MPPT Painel ZM-200W-30V

Potência do Painel (W)	Irradiação					
	5 %	10 %	20 %	30 %	50 %	100 %
Tensão $V_i$ – (V)	10	20	40	60	100	200
Tensão $V_{LinkCC}$ – (V)	28,13	28,43	28,80	29,03	29,40	30
	375	379	384	387	392	400

Fonte: Autor

Tabela 24 – Resultado do rendimento experimental utilizando o método de rendimento europeia

Microinversor (%) da Carga	Rendimento						Total
	5 %	10 %	20 %	30 %	50 %	100 %	
Meia-ponte isolado alimentado em corrente e <i>buck</i> com <i>unfolding</i>	84,99	88,37	90,92	90,96	91,37	91,35	90,89
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>buck</i> com <i>unfolding</i>	83,95	87,30	89,73	89,86	90,26	90,24	89,78
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> e <i>buck</i> com <i>unfolding</i>	80,36	83,68	86,77	87,43	87,96	87,99	87,27
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> e <i>buck</i> com <i>unfolding</i>	84,68	85,19	87,75	88,65	89,03	88,73	88,31
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão e <i>buck</i> com <i>unfolding</i>	87,08	90,86	92,81	92,68	92,93	92,37	92,48

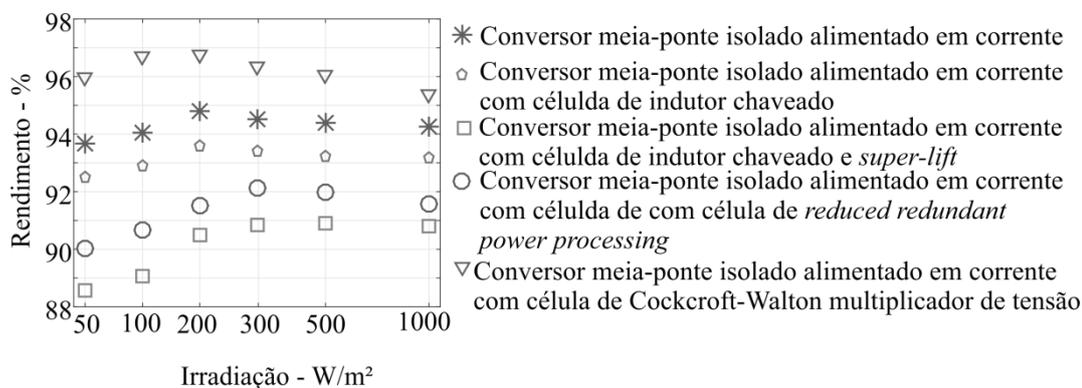
Fonte: Autor

$$\eta_{EU} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%} \quad (276)$$

em que os fatores (5%, 10%, 20%, 30%, 50% e 100%) é a percentagem da irradiação solar em relação à irradiação nominal (1000 W/m<sup>2</sup>).

Os resultados dos rendimentos dos microinversores estão dados na Tabela 24. Como pode ser visto, o microinversor baseado no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão e *buck* com *unfolding* apresenta maior rendimento dentre todos os microinversores, alcançando o valor de 92,48 %. De certo modo, pode-se dizer que este microinversor alcançou um desempenho satisfatório em relação ao rendimento. Por outro lado, o microinversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* e *buck* com *unfolding* alcançou um menor rendimento 87,27 %. Além disso, para todas faixa de irradiação, todos os cinco microinversor alcançaram maior rendimento para 50 % da carga nominal. Para avaliar qual estágio do microinversor que influenciou nesse rendimento, a seguir é avaliado cada estágio

Figura 58 – Resultados experimentais de rendimentos dos conversores CC-CC elevadores de tensão.



Fonte: Autor

Tabela 25 – Comparação do rendimento estimado e medido dos conversores elevadores de tensão

Conversor	Rendimento para o ponto nominal	
	Estimado (%)	Medido (%)
Meia-ponte isolado alimentado em corrente Figura 3	94,74	94,28
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado Figura 17(a)	93,73	93,14
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e <i>super-lift</i> Figura 17(b)	91,66	90,82
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de <i>reduced redundant power processing</i> Figura 17(c)	92,27	91,58
Meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão Figura 18	95,53	95,14

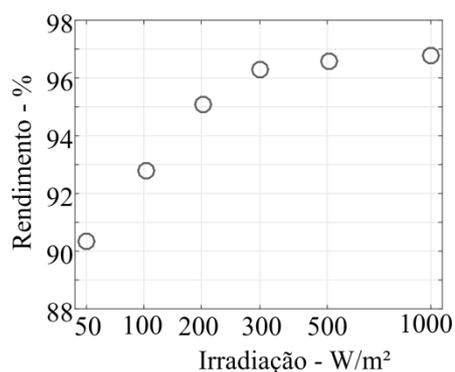
Fonte: Autor

individualmente.

A Figura 58 apresenta o rendimento dos conversores elevadores de tensão variando a irradiação solar ou potência do painel solar. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão possui o maior rendimento dentre todos os cinco conversores. O máximo rendimento alcançado por esse conversor é 96,79 % quando a irradiação solar é 200 W/m<sup>2</sup>. Por outro lado, o meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* apresenta menor eficiência.

Para validar a metodologia das estimativas de perdas, a Tabela 25 apresenta os resultados estimados e medidos dos rendimentos dos cinco conversores elevadores de tensão. Como pode ser visto, todos os resultados estimados e medidos estão próximos, isto é, o erro entre os valores estimado e medido do rendimento de cada um dos conversores é menor que 1%. Desta forma pode-se dizer que as análises teóricas feitas em relação à estimativa de perdas são válidas. Em relação ao rendimento do estágio CC-CA do microinversor, Figura 59 apresenta o rendimento do conversor *buck* com *unfolding* variando a irradiação solar. Como pode ser visto, o conversor *buck* com *unfolding* apresenta o valor máximo de rendimento 96,88 % no ponto nominal de operação (1000 W/m<sup>2</sup>). Por fim, para validar a metodologia de estimativa de perdas do conversor *buck* com *unfolding*, a Tabela 26 apresenta as perdas

Figura 59 – Resultados experimentais de rendimento do inversor *buck* com *unfolding*.



Fonte: Autor

Tabela 26 – Comparação do rendimento estimado e medido do inversor *buck* com *unfolding*.

Conversor	Rendimento para o ponto nominal	
	Estimado (%)	Medido (%)
<i>Buck</i> com <i>unfolding</i> Figura 37	97,3	96,88

Fonte: Autor

estimadas e medidas dessa topologia. Como pode ser visto, essas perdas possuem valores próximos, sendo o erro entre esses dois valores menor que 1%. Desta forma, pode-se dizer que as análises são válidas.

#### 6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados resultados experimentais do microinversor. Em relação às topologias CC-CC. Foi comprovado o funcionamento desses experimentalmente, validando as análises de esforços de tensão e corrente e estimativa de perdas. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresentou melhores características dentre todos os conversores elevadores de tensão. Por outro lado, os resultados do estágio CC-CA validaram as análises em relação à modelagem e controle de corrente que é injetada na rede elétrica e estimativa de perdas. A partir disso, pode-se dizer que o microinversor baseado nas topologias meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão e *buck* com *unfolding* é o que alcançou melhor desempenho.

## 7 CONCLUSÃO

O Microinversor com *link* CC é constituído por dois estágios, um estágio CC-CC e outro estágio CC-CA. Para o primeiro estágio ou estágio CC-CC do microinversor com *link* CC, o conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente foi escolhido devido às suas características, tais como: menor número de componentes, simplicidade de operação e maior ganho de tensão. Para o segundo estágio foi adotado o conversor *buck* com *unfolding*. Essa topologia permite diminuir as perdas de comutação em relação às outras topologias de inversores apresentadas.

O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente foi analisado em relação ao princípio de funcionamento, o ganho estático, esforços de tensão e corrente, estimativa de perdas e rendimento estimado. Para melhorar o desempenho do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, algumas técnicas de circuitos elevadores de tensão foram avaliadas e associadas ao conversor. Desta forma, quatro topologias elevadoras de tensão são propostos neste trabalho. Dentre essas cinco topologias, o conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de *reduced redundant power processing* possui maior ganho estático. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão possui menores esforços de tensão no semicondutores. Em relação aos esforços de corrente nos indutores, o conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de indutor chaveado e *super-lift* possui menores esforço. Por fim, o maior rendimento estimado alcançado é do conversor meia-ponte alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicadora de tensão.

Em relação estágio CC-CA do Microinversor foi apresentado o princípio de funcionamento, modelagem, controle estimativa de perdas e metodologia de projeto. Uma pequena modificação no circuito fez essa topologia apresentar um filtro *LCL*, o que é um atrativo para sistemas conectados na rede elétrica, pois além disso, o controle utilizado para garantir que a corrente injetada atenda às normas, sendo do tipo ressonante, o que apresentou um desempenho satisfatório.

Por fim, os resultados experimentais foram apresentados. De modo geral, o principal objetivo foi alcançado que é converter a energia elétrica do painel solar e fornecer essa energia na rede elétrica. Em relação às topologias CC-CC, foram comprovadas o funcionamento dessas experimentalmente, validando as análises de esforços de tensão e corrente e estimativa de perdas. O conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresentou melhores características

dentre todos os conversores elevadores de tensão. Por outro lado, os resultados do estágio CC-CA validaram as análises em relação à modelagem e controle de corrente que é injetada na rede elétrica, estimativa de perdas. Por fim, o microinversor baseado nas topologias meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão e *buck* com *unfolding* é o que alcançou melhor desempenho em relação ao rendimento.

### 7.1.1 Trabalhos Futuros

Algumas sugestões de trabalhos futuros são listadas a seguir:

- Associar uma fase no transformador do conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.
- Estudar e avaliar possíveis técnicas associadas na seção de saída do conversor CC-CC.
- Retirar o diodo  $D_b$  com conversor *buck* com *unfolding* para aumentar a eficiência do conversor.
- Implementar amortecimento ativo no filtro *LCL* para aumentar a eficiência do microinversor.

## 8 BIBLIOGRAFIA

ALMASOUDI, F. M. et al. **Design of Isolated Interleaved Boost DC-DC Converter based on SiC power devices for Microinverter Applications**. 2016 North American Power Symposium (NAPS). [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 1-6.

ANDERSON , ; PENG, F. Z. **Four quasi-Z-Source inverters**. IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.]: [s.n.]. 2008. p. 1-7.

ANDRADE, A. M. S. S. et al. Comparative Evaluation of Single Switch High-Voltage Step-Up Topologies Based on Boost and Zeta PWM Cells. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2018. 2322-2334.

ANDRADE, A. M. S. S. et al. Synthesis and Comparative Analysis of Very High Step-Up DC-DC Converters Adopting Coupled-Inductor and Voltage Multiplier Cells. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018. 5880-5897.

ANEEL. **ANEEL Normative Resolution N°. 482**. [S.l.]. 2012.

ANEEL. **ABNT Standard Photovoltaic (PV) systems – Characteristics of the utility interface, ABNT NBR Std. 16149**. [S.l.]. 2013.

APABLAZA, D.; MUNOZ, J. **Interleaved boost converter for multi-string photovoltaic topologies**. Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM). [S.l.]: [s.n.]. 2015. p. 479-484.

ARAÚJO, S. ; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. 3118-3128.

ASL, E. S.; BABAEI, E.; SABAHI, M. High voltage gain half-bridge quasi-switched boost inverter with reduced voltage stress on capacitors. **IET Power Electronics**, 2017. 1095-1108.

AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, 2008. 687 - 696.

BAŞOĞLU, M. ; ÇAKIR, B. Comparisons of MPPT performances of isolated and non-isolated DC-DC converters by using a new approach. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 60, p. 1100-1113, Julho 2016.

BENDIB, B.; BELMILI, H.; KRIM, F. A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 45, p. 637-648, Maio 2015.

BIELA, ; BADSTUEBNER, U.; KOLAR, W. Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC–DC Converter Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2004. 288-300.

BOSE, B. K. Global Warming – Energy, Environmental Pollution, and the Impact of Power Electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, Março 2010. vol. 4, no. 1, p. 6-17.

BRIVIO, C.; MANDELLI, S.; MERLO, M. Battery energy storage system for primary control reserve and energy arbitrage. **Sustainable Energy, Grids and Networks**, v. 6, p. 152-165, April 2016.

CHEN, et al. Modeling and Triple-Loop Control of ZVS Grid-Connected DC/AC Converters for Three-Phase Balanced Microinverter Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 2010-2023, April 2015.

CHIU, H. J. et al. A Module-Integrated Isolated Solar Microinverter. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 781-788, Fevereiro 2013.

CHO, Y. W. et al. Improved single-phase transformerless inverter with high power density and high efficiency for grid-connected photovoltaic systems. **IET Renewable Power Generation**, 2016. 1-9.

CHUB, A. et al. **Sheppard-Taylor isolated high boost DC-DC converter**. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Tampa: [s.n.]. 2017. p. 1-5.

COCKCROFT, J. D.; WALTON, E. T. S. **Experiments with high velocity positive ions. (I) Further developments in the method of obtaining high velocity positive ions**. Proceedings of the Royal Society of London A: Mathematical Physical and Engineering Sciences. [S.l.]: [s.n.]. 1932. p. 619–630.

COSTA, R. S.; MARTINS, F. R.; PEREIRA, E. B. Atmospheric aerosol influence on the Brazilian solar energy assessment: Experiments with different horizontal visibility bases in radiative transfer model. **Renewable Energy**, v. 90, p. 120-135, Janeiro 2016.

CUCE, E.; HARJUNOWIBOWO, D.; CUCE, P. M. Renewable and sustainable energy saving strategies for greenhouse systems: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 64, p. 34-59, Junho 2016.

DAMMAH, H.; LACHKAR, I.; ELHAQ, S. L. **Nonlinear control of grid connected photovoltaic system based on a half-bridge inverter**. 2016 International Renewable and Sustainable Energy Conference. [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 526-531.

EDWIN, F.; XIAO, W.; KHADKIKAR, V. **Topology review of single phase grid-connected module integrated converters for PV applications**. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2012. Montreal: [s.n.]. 2012. p. 821-827.

ELRAYYAH, A.; BADAWEY, M.; SOZER, Y. **Feeding Partial Power into Line Capacitors for Low Cost and Efficient MPPT of Photovoltaic Strings**. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 392-397.

ERICKSON, R. E.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Eletronics**. Second. ed. [S.l.]: [s.n.], 2003.

ERICKSON, R. E.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Eletronics**. Second. ed. [S.l.]: [s.n.], 2003.

FARIA, A. M. D. **Técnicas de Modulação para Inversores Fotovoltaicos sem Transformador Conectados à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Pernanbuco. Recife, p. 122. 2011.

FELGEMACHER, C. et al. **Design of Photovoltaic Microinverter for Off-Grid and Grid-Parallel Applications**. 8th International Conference on Integrated Power Electronics Systems. [S.l.]: [s.n.]. 2014. p. 1-6.

FOROUZESH, M. et al. Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. **IEEE Transaction on Power Electronics**, 2017. 9143-9179.

FOROUZESH, M.; BAGHRAMIAN, A. Galvanically isolated high gain Ysource DC–DC converters for dispersed power generation. **IET Power Electronics**, 2016. 1192-1203.

GIACOMINI, J. C. **Desenvolvimento de um Inversor Fotovoltaico Trifásico não Isolado conectado à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 186. 2015.

GIACOMINI, J. C. et al. Design methodology of a passive damped modified LCL filter for leakage current reduction in grid-connected transformerless three-phase PV inverters. **IET Renewable Power Generation**, 2017. 1769-1777.

GOMMERINGER, M.; SHIMITT, A.; BRAUN, M. **A multi-string photovoltaic inverter for thin-film or back-side contacted solar modules**. IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016). [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 1-6.

HANANIA, ; STENHOUSE, ; DONEV,. **Hubbert's peak**. Disponível em: <[http://energyeducation.ca/encyclopedia/Hubbert%27s\\_peak](http://energyeducation.ca/encyclopedia/Hubbert%27s_peak)>. Acesso em: 17 maio 2018.

HE, X.-F.; ZHANG, Z.; LI, X. **An Optimal Control Method for Photovoltaic Grid-connected Interleaved Flyback Micro-inverters to Achieve High Efficiency in Wide Load Range**. 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia. Harbin - China: [s.n.]. 2012. p. 1-5.

HEBEI Zhongming Energy Technology Co. **https://www.enfsolar.com**, 2017. Acesso em: 2017.

HU, H. et al. A Modified High-Efficiency LLC Converter With Two Transformers for Wide Input-Voltage Range Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 4, p. 1946-1960, Abril 2013.

IEEE Std. 1547-2003. IEEE Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems - Amendment 1, IEEE Std. 1547a (Amendment to IEEE Std. 1547-2003). [S.l.]. 2014.

JARGSTORF, J.; JONGHE, C. D.; BELMANS, R. Assessing the reflectivity of residential grid tariffs for a user reaction through photovoltaics and battery storage. **Sustainable Energy, Grids and Networks**, v. 1, p. 85-98, Março 2015.

JIANG, et al. Grid-Connected Boost-Half-Bridge Photovoltaic Microinverter System Using Repetitive Current Control and Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4711-4722, Novembro 2012.

JIAO, Y.; LUO, F. L.; ZHU, M. Voltage-lift-type switched-inductor cells for enhancing DC-DC boost ability: Principles and integrations in Luo converter. **IET Power Electronics**, 2011. 1755-4535.

JIBRAN, M.; ZUBERI, S.; ALI, S. F. Greenhouse effect reduction by recovering energy from waste landfills in Pakistan. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 44, p. 117-131, Dezembro 2015.

JOSHI, et al. **A Low Cost Bi-Directional Grid Tied Solar PV Microinverter**. 2016 IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC). [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 1819 - 1824.

KANT, K.; SHUKLA, A.; BIWOLE, P. H. Heat transfer studies of photovoltaic panel coupled with phase change material. **Solar Energy**, v. 140, p. 151-161, Novembro 2016.

KARAMI, N.; MOUBAYED, N.; OUTBIB, R. General review and classification of different MPPT Techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 68, p. 1-18, Fevereiro 2017.

KJAER, B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic module. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2015.

LEVRON, Y.; CANADAY, S.; ERICKSON, R. W. Bus Voltage Control With Zero Distortion and High Bandwidth for Single-Phase Solar Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, p. 258-269, Janeiro 2016.

LEVRON, Y.; ERICKSON, R. W. High Weighted Efficiency in Single-Phase Solar Inverters by a Variable-Frequency Peak Current Controller. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, p. 248-257, 31 2016.

LI, P. et al. **Maximum power point tracking method for improved string photovoltaic system under partially shaded conditions**. 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe). [S.l.]: [s.n.]. 2014. p. 1-8.

LI, Q.; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1320-1333, May 2008.

LI, W. et al. Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. 4537-4551.

LIANG, T.-J. et al. Novel Isolated High-Step-Up DC–DC Converter With Voltage Lift. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. 1483-1491.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2005. 1281-1291.

LIU, B. H.; TENG, J. H.; LIN, Y. C. **Smart Time-Division-Multiplexing control strategy for voltage multiplier rectifier**. IEEE/ACIS 15th International Conference on Computer and Information Science (ICIS). Okayama, Japan: [s.n.]. 2016. p. 1-6.

LOUWEN, A. et al. Life-cycle greenhouse gas emissions and energy payback time of current and prospective silicon heterojunction solar cell designs. **Progress in Photovoltaics**, v. 23, p. 1406-1428, Agosto 2014.

MAGGMATEC. Magmattec – Tecnologia em Materiais Magnéticos. <http://www.magmattec.com.br/>, 2018. Acesso em: Jan. 2018.

MAGNETICS, P. C. C. **Powder Core Catalog Magnetics**, 2016. Disponível em: <[www.mag-inc.com](http://www.mag-inc.com)>. Acesso em: 10 junho 2016.

MARANGONI, F. **Inversores Monofásicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, p. 135. 2012.

MARTINS, G. B. **ESTUDO DE CONVERSORES A CAPACITORES CHAVEADOS**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 1-161. 2013.

MAZUMDER, S. K.; MEHRNAMI, S. **A Low-Device-Count Single-Stage Direct-PowerConversion Solar Microinverter for Microgrid**. 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 1-6.

MODI, A. et al. A review of solar energy based heat and power generation systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 67, p. 1047-1064, Março 2017.

MOHAN, N. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 2. ed. [S.l.]: Wiley, 1995.

MÜLLER, L.; KIMBALL, J. W. High Gain DC–DC Converter Based on the Cockcroft–Walton Multiplier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. 6405-6415.

PALOMO, R. L.; SALDANA, J. A. M.; HERNANDEZ, E. P. Quadratic step-down dc-dc converters based on reduced redundant power processing approach. **IET Power Electronics**, v. 6, p. 136-145, Janeiro 2013.

PEREIRA, H. A. **Material da aula de Conversores CC-CA - Filtro LCL**. Universidade Federal de Viçosa. Viçosa, p. 1-31. 2018.

PINHEIRO, H. **Modulação para Conversores Estáticos**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2015.

POLO, J.; TÉLLEZ, F. M.; TAPIA, C. Comparative analysis of long-term solar resource and CSP production for bankability. **Renewable Energy**, v. 90, p. 38-45, 90 2016.

REZNIK, A. et al. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2014. 1225-1232.

ROASTO, I.; JALAKAS, T.; HUSEV, O. **Modeling of grid-connected quasi-Z-source series resonant topology based microinverter**. 2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG). [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 192 - 195.

SALDANA, J. A. et al. Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with  $R^2P^2$ . **IET Power Electronics**, v. 7, p. 11-22, 2014.

SATHYAN, S. et al. Soft-Switching DC–DC Converter for Distributed Energy Sources With High Step-Up Voltage Capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, p. 7039-7050, Novembro 2015.

SHEN, Y. et al. Wear-out Failure Analysis of an Impedance-Source PV Microinverter Based on System-Level Electro-Thermal Modeling. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2018. 1-12.

SILVA, S. A. O. et al. Sistema Fotovoltaico com Condicionamento Ativo de Energia usando MPPT baseado em PSO e Malha Feed-Forward de Controle de Tensão do Barramento CC. **Eletrônica de Potência**, v. 21, p. 105-116, Junho 2016.

SPIAZZI, G. **Reduced redundant power processing concept: A reexamination**. IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). [S.l.]: [s.n.]. 2016. p. 1-8.

SURAPANENI, ; RATHORE,. **A Novel Single-Stage Isolated PWM Half-Bridge Microinverter for Solar Photovoltaic Modules**. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.]: [s.n.]. 2015. p. 4050-4556.

SURAPANENI, R. K. et al. **Comparative Study of Cycloconverter Based Double-ended Isolated Microinverter Topologies for Solar Photovoltaic AC (SPVAC) Module**. 2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. [S.l.]: [s.n.]. 2015. p. 1-8.

SURAPANENI, R. K.; RATHORE, K. A Single-Stage CCM Zeta Microinverter for Solar Photovoltaic AC Module. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 892-900, Dezembro 2015.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, 2006. 750-762.

TOBAR, A. C. et al. Capability curve analysis of photovoltaic generation systems. **Solar Energy**, v. 140, p. 255-2564, November 2016.

VERMA, D. et al. Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 54, p. 1018-1034, Fevereiro 2016.

VINNIKOV, D.; CHUB, A.; LIIVIK, E. **Single-switch galvanically isolated step-up DC-DC converter for residential photovoltaic applications**. 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence: [s.n.]. 2016. p. 1-5.

WATANABE, T.; OISHI, Y.; NAKAJIMA, T. Y. Characterization of surface solar-irradiance variability using cloud properties based on satellite observations. **Solar Energy**, v. 140, p. 83-92, Outubro 2016.

ZHANG, ; HE, X. ; LIU, Y.. An Optimal Control Method for Photovoltaic Grid-Tied-Interleaved Flyback Microinverters to Achieve High Efficiency in Wide Load Range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 5074-5087, Dezembro 2013.

ZHAO, et al. A High-Efficiency Hybrid Resonant Converter with Wide-Input Regulation for Photovoltaic Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 5, p. 3684 - 3695, Maio 2017.

ZHOU, Y.; MANCARELLA, P.; MUTALE, J. Modelling and assessment of the contribution of demand response and electrical energy storage to adequacy of supply. **Sustainable Energy, Grids and Networks**, v. 3, p. 12-23, Julho 2015.

**APÊNDICES**

## Apêndice A – Avaliação das Técnicas de Circuitos Elevadores de Tensão

Este apêndice apresenta o funcionamento das técnicas de circuitos elevadores de tensão apresentados na seção 2.2.2 deste trabalho.

### A.1 Técnica de circuito Elevador de Tensão – Indutor Chaveado (IC)

Para compreender o funcionamento da célula de indutor chaveado, nas próximas subseções são apresentadas as etapas de operação, posteriormente o ganho estático dessa técnica.

#### A.1.1 Etapas de operação da célula de indutor chaveado

Para melhorar a compreensão do funcionamento desse circuito, a Figura 60(a) apresenta novamente a célula do indutor chaveado. Esse circuito é constituído por dois indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e três diodos ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$ ). Visto que nesse trabalho os conversores estão operando no modo de condução contínua, nesse modo de operação a célula de indutor chaveado apresenta duas etapas de operação: primeira etapa é a etapa de magnetização dos indutores, isto é, a diferença de tensão  $V_{xy}$  é maior que zero,  $V_{xy} > 0$ ; e segunda etapa é a etapa de desmagnetização dos indutores, ou seja,  $V_{xy} < 0$ . Com o intuito de simplificar as próximas análises as seguintes considerações são feitas: para que não haja desbalanceamento de corrente entre os indutores, as indutâncias de  $L_1$  e  $L_2$  da célula do indutor chaveado são consideradas iguais; quando o nível de tensão  $V_{xy} > 0$  significa que a tensão é  $V_{xy} = V_i$ ; e quando o nível de tensão  $V_{xy} < 0$  significa que a tensão é  $V_{xy} = V_i - V_y$ .

As principais formas de onda da célula de indutor chaveado no modo de condução contínua são ilustradas na Figura 61. Como pode ser visto na Figura 61, a corrente de entrada ( $i_i$ ) dessa célula é contínua o que implica que a característica de fonte de corrente se mantém.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] –  $V_{xy} > 0$  (Figura 60(b)): Nessa etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são magnetizados através da tensão  $V_{xy} > 0$  ( $V_{xy} = V_i$ ), portanto as suas correntes crescem, dadas por (277) e (278), respectivamente. Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão diretamente polarizados, sendo suas correntes iguais às correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente, conforme (279) e (280). Por fim, o diodo  $D_2$  está bloqueado, sendo sua corrente igual à zero, conforme (281).

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} \quad (277)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} \quad (278)$$

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} \quad (279)$$

$$i_{D2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} \quad (280)$$

$$i_{D3} = 0 \quad (281)$$

*Segunda Etapa*  $[t_1 - T_s] - V_{xy} < 0$  (Figura 60(c)): Nessa etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizados através da diferença de tensão  $V_{xy}$ , em que  $V_{xy} = V_i - V_y$ . Assim, a corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são dadas por (282) e (283), respectivamente. Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão reversamente polarizados, sendo suas correntes iguais à zero, conforme (284). Por fim, o diodo  $D_2$  está conduzindo, sendo sua corrente igual à corrente nos indutores, dada por (285).

$$i_{L1} = \frac{V_i - V_y}{2L_1} t + I_{L1(t_1)} \quad (282)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i - V_y}{2L_2} t + I_{L2(t_1)} \quad (283)$$

Figura 60 – Etapas de operação da célula de indutor chaveado. (a) circuito do indutor chaveado. (b)  $V_{xy} > 0$ . (c)  $V_{xy} < 0$ .

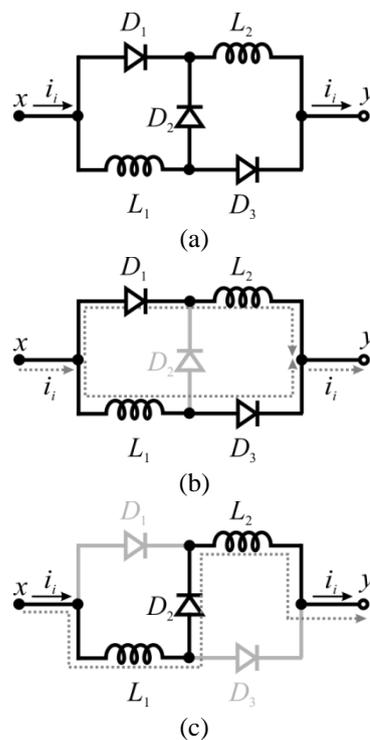
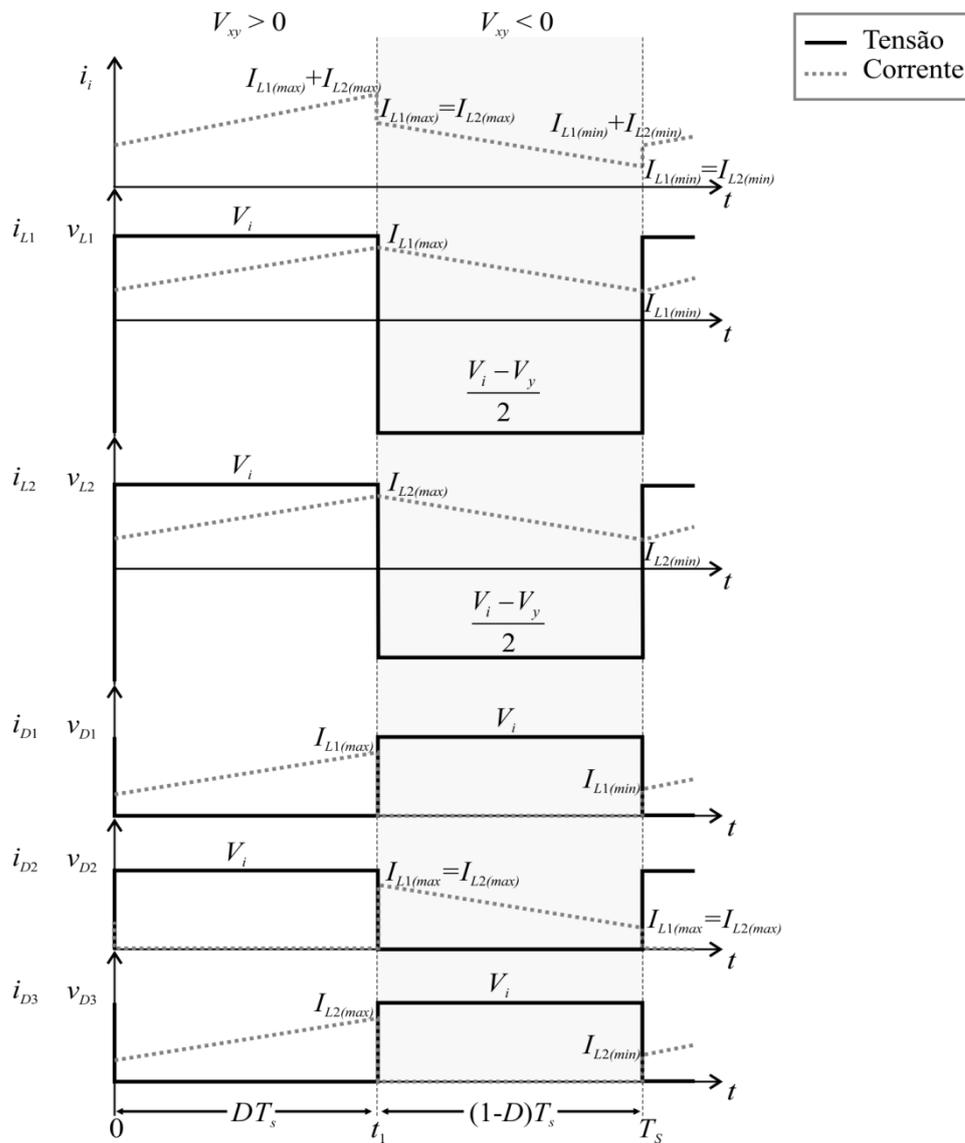


Figura 61 – Principais formas de onda da célula de indutor chaveado operando no modo de condução contínua.



Fonte: Autor

$$i_{D1} = i_{D3} = 0 \quad (284)$$

$$i_{D2} = \frac{V_i - V_y}{2L_1} t + I_{L1(t_1)} = \frac{V_i - V_y}{2L_2} t + I_{L2(t_1)} \quad (285)$$

### A.1.2 Ganho Estático da Célula de Indutor Chaveado

Assim como foi feito no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, para a célula de indutor chaveado é necessário fazer o balanço de energia nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para um período de chaveamento, dado por (286).

$$\int_{t_0}^{t_1} v_{L2} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L2} dt + \int_{t_0}^{t_1} v_{L2} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L2} dt = 0 \quad (286)$$

Com o auxílio da Figura 61 que representa as principais formas de onda da célula de indutor chaveado, (286) pode ser reescrita:

$$\int_{t_0}^{t_1} V_i dt + \int_{t_1}^{T_s} \frac{V_i - V_y}{2} dt + \int_{t_0}^{t_1} V_i dt + \int_{t_1}^{T_s} \frac{V_i - V_y}{2} dt = 0 \quad (287)$$

considerando que  $DT_s = t_1 - t_0$ ,  $(1-D)T_s = T_s - t_1$ .

$$V_i DT_s + \frac{V_i - V_y}{2} (1-D)T_s + V_i DT_s + \frac{V_i - V_y}{2} (1-D)T_s = 0 \quad (288)$$

resolvendo (288) tem-se (289):

$$(2D + 1 - D)V_i = (1 - D)V_y \quad (289)$$

$$V_y = 1 + D \frac{V_i}{1 - D} = (1 + D)V_x \quad (290)$$

assim, encontra-se o ganho estático da célula de indutor chaveado no modo de condução contínua, definido por (291).

$$\frac{V_y}{V_x} = 1 + D \quad (291)$$

Após conhecer as características básicas de operação da célula de indutor chaveado, esse pode ser associado ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

## A.2 Técnica de circuito – Indutor Chaveado e *Super-Lift* (ICSL)

Para compreender o funcionamento da célula de indutor chaveado e *super-lift*, nas próximas subseções são apresentadas as etapas de operação, posteriormente o ganho estático dessa técnica.

### A.2.1 Etapas de operação da célula de indutor chaveado e *super-lift*

Para melhor compreensão do funcionamento desse circuito, a Figura 62(a) apresenta novamente a célula do indutor chaveado e *super-lift*. Esse circuito é constituído por dois indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ), um capacitor ( $C_2$ ) e dois diodos ( $D_1$  e  $D_3$ ). Visto que nesse trabalho os conversores estão operando no modo de condução contínua, nesse modo de operação a célula de indutor chaveado e *super-lift* apresenta duas etapas de operação: primeira etapa é a etapa de magnetização dos indutores e carga do capacitor, isto é, a diferença de tensão  $V_{xy}$  e maior

que zero,  $V_{xy} > 0$ ; e segunda etapa é a etapa de desmagnetização dos indutores e descarga do capacitor, ou seja,  $V_{xy} < 0$ . Com o intuito de simplificar as próximas análises as seguintes considerações são feitas: para que não haja desbalanceamento de corrente entre os indutores, as indutâncias de  $L_1$  e  $L_2$  da célula do indutor chaveado são consideradas iguais; quando o nível de tensão  $V_{xy} > 0$  significa que a tensão é  $V_{xy} = V_i$ ; e quando o nível de tensão  $V_{xy} < 0$  significa que a tensão é  $V_{xy} = V_i - V_y$ .

As principais formas de onda da célula de indutor chaveado no modo de condução contínua são ilustradas na Figura 63. Como pode ser visto na Figura 63, a corrente de entrada ( $i_i$ ) dessa célula é contínua o que implica que a característica de fonte de corrente se mantém.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] -  $V_{xy} > 0$  (Figura 62(b)): Nessa etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são magnetizados através da tensão  $V_{xy} > 0$  ( $V_{xy} = V_i$ ), portanto as suas correntes crescem, dadas por (292) e (293), respectivamente. O capacitor  $C_2$  também é carregado nessa etapa através da tensão  $V_{xy} > 0$  ( $V_{xy} = V_i$ ), dada por (294). Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão diretamente polarizados, sendo suas correntes iguais as correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente, mais a

Figura 62 – Etapas de operação da célula de indutor chaveado e *super-lift*. (a) circuito do indutor chaveado e *super-lift*. (b)  $V_{xy} > 0$ . (c)  $V_{xy} < 0$ .

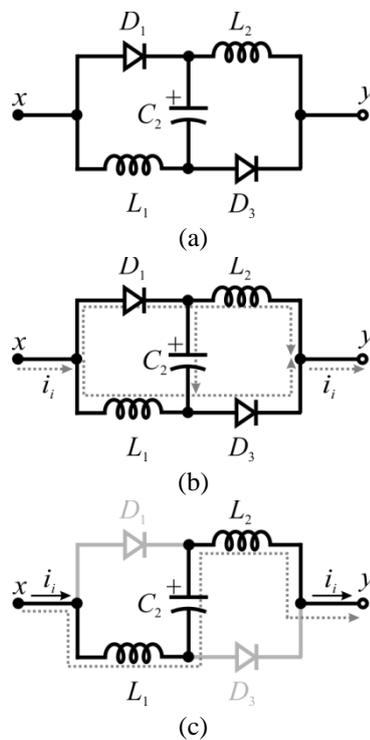
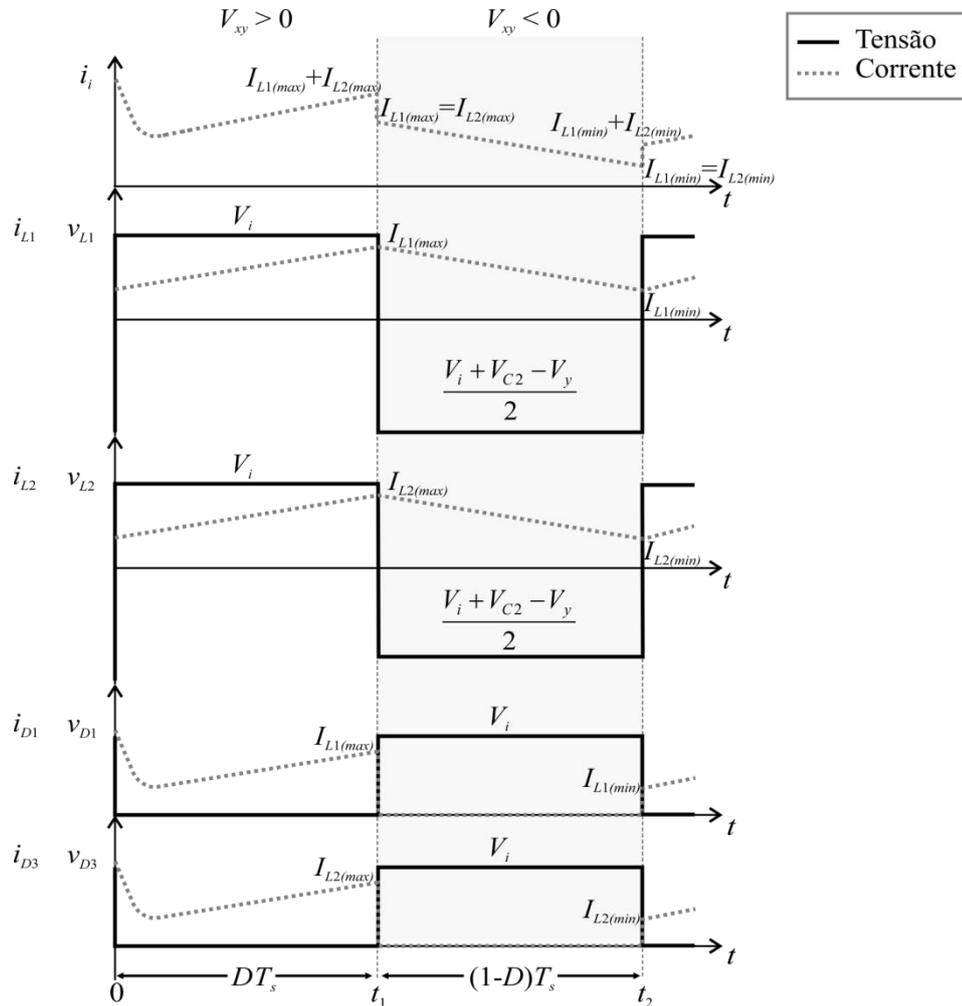


Figura 63 – Principais formas de onda da célula de indutor chaveado e *super-lift* operando no modo de condução contínua.



Fonte: Autor

corrente no capacitor  $C_2$ , conforme (295) e (296).

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} \quad (292)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t_0)} \quad (293)$$

$$i_{C2} = \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req} C2}} \quad (294)$$

em que, Req é a resistência intrínseca do circuito (RSE do capacitor, R dos diodos).

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t_0)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t1-t_0}{\text{Req} C2}} \quad (295)$$

$$i_{D2} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t_0)} + \frac{(V_i - V_{C2})}{\text{Req}} e^{-\frac{t-t_0}{\text{Req}C2}} \quad (296)$$

*Segunda Etapa*  $[t_1 - T_s] - V_{xy} < 0$  (Figura 62(c)): Nessa etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizados através da diferença de tensão  $V_{xy}$ , em que  $V_{xy} = V_i - V_y$ . Assim, as correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são dadas por (297) e (298), respectivamente. O capacitor  $C_2$  também é descarregado nessa etapa através da tensão  $V_{xy} > 0$  ( $V_{xy} = V_i$ ), dada por (299), sendo sua corrente igual a dos indutores. Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão reversamente polarizados, sendo suas correntes iguais à zero, conforme (300).

$$i_{L1} = \frac{V_i + V_{C2} - V_y}{2L}t + I_{L1(t_1)} \quad (297)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i + V_{C2} - V_y}{2L}t + I_{L2(t_1)} \quad (298)$$

$$i_{C2} = \frac{V_i + V_{C2} - V_y}{2L}t + I_{C2(t_1)} \quad (299)$$

$$i_{D1} = i_{D3} = 0 \quad (300)$$

### A.3.2 Ganho Estático da Célula de Indutor Chaveado e Super-Lift

Assim como foi feito no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente, para a célula de indutor chaveado é necessário fazer o balanço de energia nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para um período de chaveamento, dado por (301).

$$\int_{t_0}^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L1} dt + \int_{t_0}^{t_1} v_{L2} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L2} dt = 0 \quad (301)$$

Com o auxílio da Figura 63 que representa as principais formas de onda da célula de indutor chaveado, (302) pode ser reescrita:

$$\int_{t_0}^{t_1} V_i dt + \int_{t_1}^{T_s} \frac{V_i + V_{C2} - V_y}{2} dt + \int_{t_0}^{t_1} V_i dt + \int_{t_1}^{T_s} \frac{V_i + V_{C2} - V_y}{2} dt = 0 \quad (302)$$

considerando que  $DT_s = t_1 - t_0$ ,  $(1-D)T_s = T_s - t_1$ .

$$V_i DT_s + \frac{V_i + V_{C2} - V_y}{2} (1-D)T_s + V_i DT_s + \frac{V_i + V_{C2} - V_y}{2} (1-D)T_s = 0 \quad (303)$$

resolvendo (303) tem-se (304):

$$(2D + 1 - D)V_i + (1-D)V_{C2} = (1-D)V_y \quad (304)$$

simplificando (304) tem-se (305):

$$V_y = \frac{1+D}{1-D} V_i + V_{C_2} \quad (305)$$

sabendo que  $V_{C_2}$  é igual a tensão de entrada ( $V_i$ ), (304) pode ser reescrita como

$$V_y = \frac{1+D}{1-D} V_i + V_i = 2V_x \quad (306)$$

assim, encontra-se o ganho estático da célula de indutor chaveado e *super-lift* no modo de condução contínua, definido por (307).

$$\frac{V_y}{V_x} = 2 \quad (307)$$

Após conhecer as características básicas de operação da célula de indutor chaveado e *super-lift*, esse pode ser associado ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

### A.3 Técnica de circuito – *Reduced Redundant Power Processing (R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>)*

Para compreender o funcionamento da célula *reduced redundant power processing*, nas próximas subseções são apresentadas as etapas de operação, posteriormente o ganho estático dessa técnica.

#### A.3.1 Etapas de operação da célula de *reduced redundant power processing*

A Figura 64(a) apresenta a célula de *reduced redundant power processing (R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>)* (SALDANA, PALOMO, *et al.*, 2014; SPIAZZI, 2016; PALOMO, SALDANA e HERNANDEZ, 2013). Esse circuito é constituído por dois indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ), um capacitor ( $C_1$ ) e dois diodos ( $D_2$  e  $D_3$ ). Visto que nesse trabalho os conversores estão operando no modo de condução contínua, nesse modo de operação a célula de *reduced redundant power processing* apresenta duas etapas de operação: primeira etapa é a etapa de magnetização dos indutores, isto é, a diferença de tensão  $V_{xy}$  é maior que zero,  $V_{xy} > 0$ ; e segunda etapa é a etapa de desmagnetização dos indutores, ou seja,  $V_{xy} < 0$ . Com o intuito de simplificar as próximas análises as seguintes considerações são feitas: para que não haja desbalanceamento de corrente entre os indutores, as indutâncias de  $L_1$  e  $L_2$  da célula do indutor chaveado são consideradas iguais; quando o nível de tensão  $V_{xy} > 0$  significa que a tensão é  $V_{xy} = V_i$ ; e quando o nível de tensão  $V_{xy} < 0$  significa que a tensão é  $V_{xy} = V_i - V_y$ .

As principais formas de onda da célula de *reduced redundant power processing* no modo de condução contínua são ilustradas na Figura 65. Como pode ser visto na Figura 65, a

corrente de entrada ( $i_i$ ) dessa célula, também, é contínua o que implica que a característica de fonte de corrente se mantém.

*Primeira Etapa* [ $t_0 - t_1$ ] (Figura 64(b)): Nessa etapa os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são magnetizados através da tensão de entrada  $V_i$  e  $V_i+V_{C1}$ , portanto as suas correntes crescem, dadas por (308) e (309), respectivamente. Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estão diretamente polarizados, sendo suas correntes iguais às correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente, conforme (310) e (311).

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t_0)} \quad (308)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i + V_{C1}}{L_2}t + I_{L2(t_0)} \quad (309)$$

$$i_{D1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t_0)} \quad (310)$$

$$i_{D2} = \frac{V_i + V_{C1}}{L_2}t + I_{L2(t_0)} \quad (311)$$

Figura 64 – Etapas de operação da célula de *reduced redundant power processing*. (a) circuito do *reduced redundant power processing*. (b)  $V_{xy} > 0$ . (c)  $V_{xy} < 0$ .

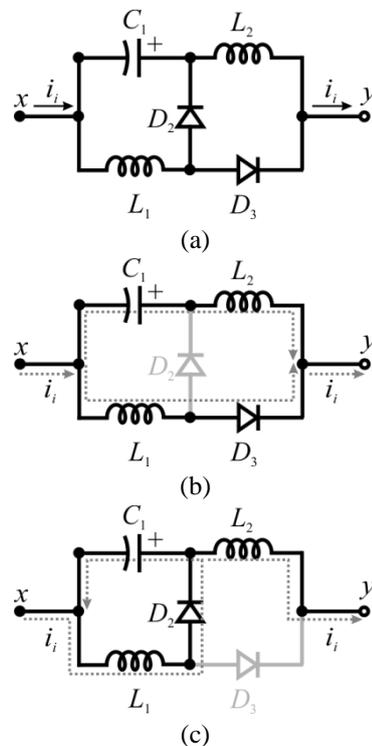
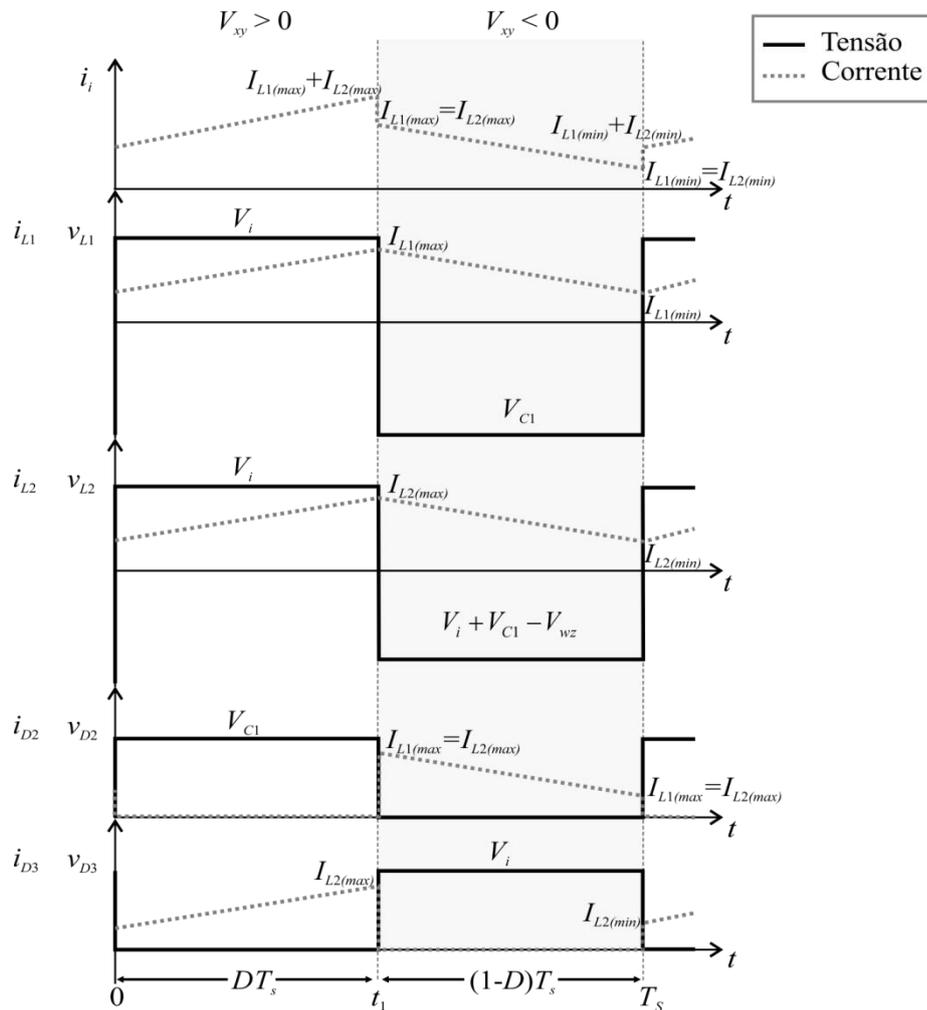


Figura 65 – Principais formas de onda da célula de *reduced redundant power processing* operando no modo de condução contínua.



Fonte: Autor

*Segunda Etapa* [ $t_1 - T_s$ ] (Figura 64(c)): Nessa etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizados através das diferenças de tensão  $-V_{C1}$  e  $V_i + V_{C1} - V_y$ , respectivamente. Assim, a corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são dadas por (312) e (313), respectivamente. Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estão reversamente polarizados, sendo suas correntes iguais à zero, conforme (314).

$$i_{L1} = \frac{-V_{C1}}{L_1} t + I_{L1(t_1)} \quad (312)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i + V_{C1} - V_y}{L_2} t + I_{L2(t_1)} \quad (313)$$

$$i_{D2} = i_{D3} = 0 \quad (314)$$

### A.3.2 Ganho Estático da Célula de Reduced Redundant Power Processing

Assim como foi feito anteriormente, para a célula de *reduced redundant power processing* é necessário fazer o balanço de energia nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para um período de chaveamento, dado por (315).

$$\int_{t_0}^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L1} dt + \int_{t_0}^{t_1} v_{L2} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L2} dt = 0 \quad (315)$$

Com o auxílio da Figura 65, que representa as principais formas de onda da célula de *reduced redundant power processing*, (315) pode ser reescrita:

$$\int_{t_0}^{t_1} V_i dt + \int_{t_1}^{T_s} -V_{C1} dt + \int_{t_0}^{t_1} V_i + V_{C1} dt + \int_{t_1}^{T_s} V_i + V_{C1} - V_y dt = 0 \quad (316)$$

considerando que  $DT_s = t_1 - t_0$ ,  $(1-D)T_s = T_s - t_1$ .

$$V_i DT_s - V_{C1} (1-D)T_s + (V_i + V_{C1}) DT_s + (V_i + V_{C1} - V_y) (1-D)T_s = 0 \quad (317)$$

resolvendo (317) tem-se (318):

$$(1+D)V_i + DV_{C1} = (1-D)V_y \quad (318)$$

Para encontrar  $V_{C1}$  é necessário considerar somente o balanço no indutor  $L_1$ , conforme (319).

$$\int_{t_0}^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_1}^{T_s} v_{L1} dt = 0 \quad (319)$$

resolvendo (319) tem-se:

$$V_i DT_s - V_{C1} (1-D)T_s = 0 \quad (320)$$

$$V_{C1} = \frac{D}{1-D} V_i \quad (321)$$

Substituindo (321) em (318)

$$(1+D)V_i + \frac{D^2}{1-D} V_i = (1-D)V_y \quad (322)$$

$$V_y = \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{(1-D)} V_i = \frac{1}{(1-D)} V_x \quad (323)$$

assim, encontra-se o ganho estático da célula de *reduced redundant power processing* no modo de condução contínua, definido por (324).

$$\frac{V_y}{V_x} = \frac{1}{(1-D)} \quad (324)$$

Após conhecer as características básicas de operação da célula de *reduced redundant power processing*, esse pode é associado ao conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente.

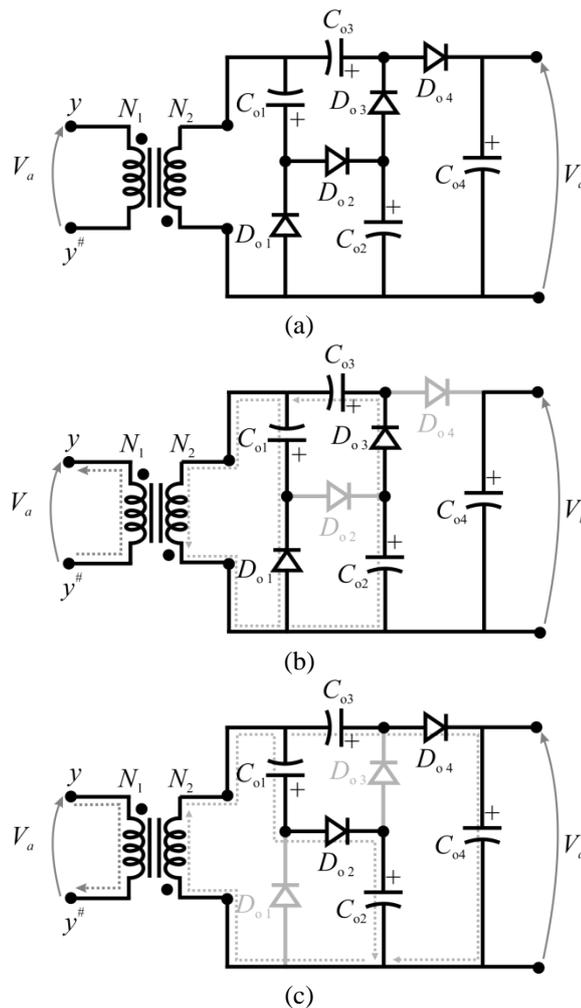
#### A.4 Técnica de circuito – *Cockcroft-Walton multiplicador de tensão (CW)*

Para compreender o funcionamento da célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão, nas próximas subseções são apresentadas as etapas de operação, posteriormente o ganho estático dessa técnica.

##### A.4.1 Etapas de operação da célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão

A Figura 66(a) apresenta a célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão (CW)

Figura 66 – Etapas de operação da célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. (a) circuito do Cockcroft-Walton multiplicador de tensão. (b)  $V_a > 0$ . (c)  $V_a < 0$ .



(COCKCROFT e WALTON, 1932). A célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão apresenta duas etapas de operação: primeira etapa é a etapa onde  $V_a$  é maior que zero,  $V_a > 0$ ; e segunda etapa  $V_a < 0$ . Com o intuito de simplificar as próximas análises as seguintes considerações são feitas. As principais formas de onda da célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão são ilustradas na Figura 67.

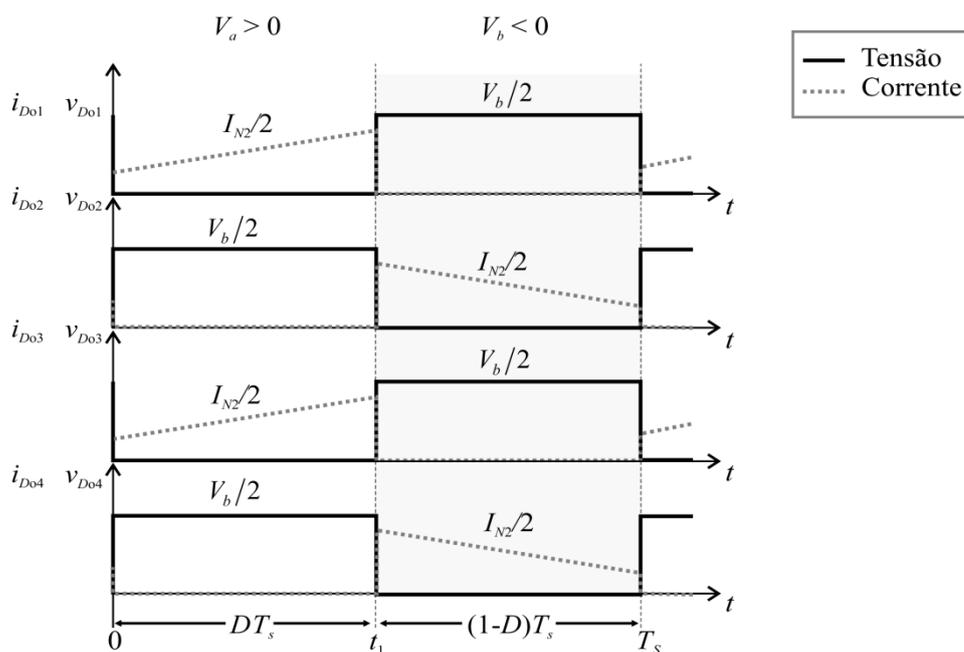
*Primeira Etapa*  $[t_0 - t_1]$  (Figura 66(b)): Nessa etapa os capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o3}$  são carregados através da  $NV_a$  e  $3NV_a$ . Os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o3}$  estão diretamente polarizados, enquanto que os diodos  $D_{o2}$  e  $D_{o4}$  estão reversamente polarizados.

*Segunda Etapa*  $[t_1 - T_s]$  (Figura 66(c)): Nessa etapa os capacitores  $C_{o2}$  e  $C_{o4}$  são carregados através da  $2NV_a$  e  $4NV_a$ . Os diodos  $D_{o2}$  e  $D_{o4}$  estão diretamente polarizados, enquanto que os diodos  $D_{o1}$  e  $D_{o3}$  estão reversamente polarizados.

#### A.4.2 Ganho Estático da Célula de Cockcroft-Walton multiplicador de tensão

Para apresentar o ganho estático inicialmente de ser apresentado a tensão em cada um dos capacitores da célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão, conforme pode ser visto a seguir:

$$V_{Co1} = NV_a \quad (325)$$



$$V_{Co2} = 2NV_a \quad (326)$$

$$V_{Co3} = 4NV_a \quad (327)$$

$$V_{Co4} = 4NV_a \quad (328)$$

Como pode ser visto, a tensão de cada capacitor apresenta o fator de  $\epsilon$  dependente do número de capacitores utilizado, isto é,  $V_{Co2} = 2NV_a$  é do capacitor “2” logo o fator é “2” na sua tensão. Desta forma, (328) pode ser reescrita como (329) que é o ganho estático da célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão.

$$V_b = mNV_a \quad (329)$$

onde  $m$  é o número de capacitores utilizados na célula.

### B.1 Fotos dos Protótipos

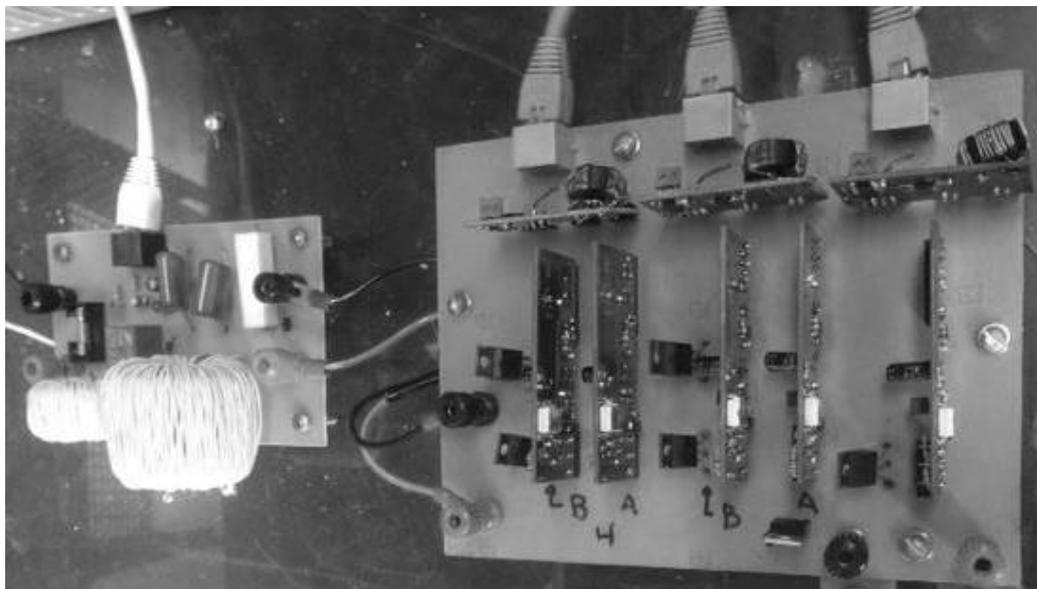
O microinversor baseado no conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula Cockcroft-Walton e *buck* com *unfolding* apresentou melhor desempenho. Desta forma, para apresentar mais detalhes, a Figura 68 e Figura 69 ilustra os protótipos para os ensaios do conversor conversor meia-ponte isolado alimentado em corrente com célula

Figura 68 – Protótipo do conversor meia-ponte isolado com célula Cockcroft-Walton multiplicador de tensão.



Fonte: Autor

Figura 69 – Protótipo do conversor *buck* com *unfolding*.



Fonte: Autor

Cockcroft-Walton e *buck* com *unfolding*, respectivamente. Cabe salientar que esse protótipos não foram otimizados.