



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO - CTC
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

MARCOS ANTÔNIO SALVADOR

**METODOLOGIA APLICADA À DERIVAÇÃO E MODELAGEM DE
CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO**

FLORIANÓPOLIS
2020

Marcos Antônio Salvador

**METODOLOGIA APLICADA À DERIVAÇÃO E MODELAGEM DE
CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Roberto Francisco Coelho
Coorientador: Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin

Florianópolis

2020

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Salvador, Marcos Antônio
METODOLOGIA APLICADA À DERIVAÇÃO E MODELAGEM DE
CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO / Marcos
Antônio Salvador ; orientador, Roberto Francisco Coelho,
coorientador, Telles Brunelli Lazzarin, 2020.
160 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores cc-cc
Diferenciais. 3. Conversores cc-cc de Alto Ganho. 4.
Células de Ganho. 5. Modelagem Dinâmica por Equivalente de
Thévenin. I. Coelho, Roberto Francisco. II. Lazzarin,
Telles Brunelli. III. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
IV. Título.

Marcos Antônio Salvador

**Metodologia aplicada à derivação e modelagem de conversores cc-cc
diferenciais de alto ganho**

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.

Universidade Federal do Ceará

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.

Universidade do Estado de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin

Coordenador do Programa

Prof. Dr. Roberto Francisco Coelho

Orientador

Florianópolis, 20 de outubro de 2020.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar meu imenso agradecimento a toda minha família por me apoiar nesta importante etapa de formação. Agradeço a minha mãe, Irani e meu pai, Erico, por nunca pouparem esforços e dedicação na criação de seus filhos. Agradeço também a principal incentivadora e apoiadora, minha esposa Barbara Sabrina, por todo amor, carinho, e compreensão durante mais esse projeto de vida. Não posso deixar de mencionar nossos pequenos, Flavia e Mateus, que da maneira deles, procuraram entender minha necessidade de estar afastado em alguns momentos. Estendo os agradecimentos à família de minha esposa, a minha irmã e ao meu irmão por todo apoio e companheirismo.

Agradeço de forma especial o professor Roberto Francisco Coelho, que com todo seu conhecimento e dedicação me orientou de forma muito atenciosa. Sua organização e seu empenho sempre ficarão em minha memória, obrigado por tudo.

Agradeço também ao professor Telles Brunelli Lazzarin, coorientador desta tese e outro memorável parceiro de trabalho. Estendo meus agradecimentos, a excelente equipe de professores do INEP, pelo comprometimento com o processo de formação dos estudantes dessa brilhante instituição. Agradeço também aos demais colaboradores do INEP por sua pronta disponibilidade de apoio.

Aproveito para registrar meus sinceros agradecimentos aos colegas de laboratório: Felipe Berger, Francisco José Viglus, Jéssika Melo de Andrade, Lenon Schimtz, Roberto Buerger e Thiago Antônio Pereira. Obrigado pelas diversas ocasiões em que pude contar com vossos auxílios.

Por fim, agradeço a Deus pelas oportunidades que tive e ao povo brasileiro, que por meio de seus impostos colaboraram com a viabilização das pesquisas realizadas durante o desenvolvimento desta tese.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova metodologia aplicada à síntese de conversores cc-cc de alto ganho. Esta metodologia baseia-se na ligação de dois conversores cc-cc não-isolados, em que as tensões de saída são respectivamente positivas e negativas em relação a um terminal comum. Assim, qualquer carga conectada entre os terminais positivo e negativo é submetida a uma tensão diferencial equivalente à soma das tensões de saída de cada conversor. Ao considerar a aplicação da metodologia apenas aos conversores cc-cc não-isolados, é possível obter oito topologias diferenciais a partir da combinação entre os conversores com tensões de saída positiva (Buck, Boost, SEPIC, ZETA) e negativa (Buck-Boost e Ćuk). Por conseguinte, essas topologias são analisadas em modo de condução contínua, discutindo diferentes estratégias de comando, distribuição do processamento de potência, e redução do número de componentes. A metodologia proposta é verificada experimentalmente através das oito topologias derivadas pela combinação dos conversores básicos, considerando uma tensão de entrada de 24 V, frequência de chaveamento de 50 kHz e potência nominal de 200 W. Adicionalmente, este trabalho mostra que a metodologia proposta pode ser expandida a partir da inserção de células de ganho de tensão, resultando em topologias com ganhos ainda maiores. Neste sentido, um novo conversor de alto ganho, proposto com base nos conversores ZETA e Ćuk com célula de ganho foi avaliado experimentalmente sob tensões de entrada de 20 V e 30 V, potência nominal de 200 W e frequência de chaveamento de 50 kHz, proporcionando um ganho estático da ordem de treze vezes, e rendimento máximo da ordem de 96,33%. Por fim, uma vez que os conversores diferenciais apresentam grande quantidade de elementos armazenadores de energia, uma nova abordagem baseada no uso dos circuitos equivalentes de Thévenin é utilizada para modelá-los dinamicamente, reduzindo os esforços matemáticos empregados. A validação da modelagem é averiguada confrontando resultados de simulação e experimentação para as oito combinações envolvendo os conversores cc-cc não-isolados clássicos. Os resultados obtidos em resposta a pequenos degraus de razão cíclica revelam uma pertinente representatividade entre os modelos obtidos e o comportamento prático dos conversores.

Palavras-chave: Conversores cc-cc Diferenciais. Conversores cc-cc de Alto Ganho. Células de Ganho. Modelagem Dinâmica por Equivalente de Thévenin.

ABSTRACT

This work presents a new methodology applied to the synthesis of high-gain dc-dc converters. This methodology is based on the connection of two non-isolated dc-dc converters, in which the output voltages are respectively positive and negative in respect to a common terminal. Thus, any load connected between the positive and negative terminals is subjected to a differential equivalent voltage resulting from the sum of the output voltages of each converter. On limiting the application of the methodology only to the non-isolated basic dc-dc converters, it is possible to obtain eight differential topologies from the combination between the converters. Therefore, these topologies are analyzed in continuous conduction mode, considering different command strategies, power processing distribution, and reduction in the number of components. The proposed methodology is verified experimentally through the eight topologies derived from the combination of the basic converters, regarding an input voltage of 24 V, switching frequency of 50 kHz, and a nominal power of 200 W. In addition, the proposed methodology can be expanded from the insertion of voltage gain cells, resulting in topologies to increase the voltage gain. Thus, a new high gain converter, based on the ZETA and Cuk converters with a gain cell, under input voltages of 20 V and 30 V, the nominal power of 200 W and the switching frequency of 50 kHz, was experimentally evaluated providing a static gain of thirteen times and peak efficiency about of 96.33%. Finally, since the differential converters have a large amount of energy storage elements, a new approach based on the use of Thévenin equivalent circuits is used to obtain the dynamic models of them, reducing the mathematical efforts employed. The validation of the modeling is verified by comparing simulation and experimental results of all combinations involving the non-isolated basic dc-dc converters. The results obtained in response to small steps of the duty cycle reveal the relevant similarity between the obtained models and the practical behavior of the converters.

Keywords: Differential dc-dc Converters. Dynamic Modeling by Thévenin Equivalent Circuits. Gain Cells. High Gain dc-dc Converters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Classificação dos conversores cc-cc.	22
Figura 1.2 – Categorização das diversas técnicas de elevação de tensão aplicáveis a conversores cc-cc. Adaptado de [15].	23
Figura 1.3 – Exemplo de conversores a capacitor chaveado. (a) circuito formado apenas por interruptores e capacitores [26] e (b) <i>Boost</i> multinível [28] obtido pela integração de uma célula convencional de comutação (<i>Boost</i>) e uma célula <i>Ladder</i>	24
Figura 1.4 – Células multiplicadoras de tensão. (a) <i>Step Up</i> 1 [32], (b) <i>Step Up</i> 2 [32], e (c) <i>VMC</i> [34].	25
Figura 1.5 – Células <i>SL</i> integradas ao conversor <i>Boost</i> . (a) Representação geral, (b) Passiva <i>SL</i> ou <i>Up</i> 3 [32], (c) <i>Self-Lift SL</i> [42] e (d) <i>Double Self-Lift SL</i> [42].	26
Figura 1.6 – Circuitos com redes ativas de indutores chaveados para elevação de tensão. (a) Visão geral, (b) Rede <i>A-SL</i> [40], (c) <i>Improved A-SL</i> [40] e (d) <i>Hybrid A-SL</i> [43].	26
Figura 1.7 – Cascadeamento de conversores cc-cc. (a) Representação geral e (b) conversor <i>Boost</i> quadrático três níveis [48].	27
Figura 1.8 - Conversores cc-cc ligados em forma de escada. (a) Integração de três conversores <i>Boost</i> na forma escada [49] e (b) Integração dos conversores <i>Boost</i> e <i>flyback</i> [50].	28
Figura 1.9 – Conversores <i>interleaved</i> de alto ganho. (a) Conversor <i>interleaved</i> combinado com <i>VMC</i> [62] e (b) Conversor <i>interleaved</i> com indutores acoplados [65].	29
Figura 1.10 – Configurações modulares. (a) Conversor elevador multinível modular [67] e (b) Cascadeamento de conversores cc-cc alimentados por múltiplas fontes.	29
Figura 1.11 – Conexão diferencial clássica.	31
Figura 1.12 – Conexão diferencial de alto ganho, formada por dois conversores cc-cc com polaridades de saída inversas.	32
Figura 1.13 - Conexão IPOS. (a) Conversores cc-cc isolados e (b) Conexão proibitiva de dois conversores cc-cc <i>Boost</i> clássicos não-isolados.	33
Figura 1.14 – Representação das conexões: (a) diferencial clássica, (b) diferencial de alto ganho e em (c) saídas série.	33
Figura 2.1 – Representação genérica da conexão diferencial de alto ganho.	36
Figura 2.2 - Representação genérica da conexão diferencial de alto ganho fonte única.	36
Figura 2.3 – Representação genérica do conversor diferencial resultante.	37
Figura 2.4 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i> . (b) CDAG-1. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.	38
Figura 2.5 – Curvas de ganho estático do CDAG-1 e dos conversores base.	39
Figura 2.6 – Distribuição da potência processada no CDAG-1.	40
Figura 2.7– Curvas de ganho estático do CDAG-1 com e sem balanceamento de potência e curvas de ganho estático dos conversores base <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i>	41
Figura 2.8 – Ilustração da ondulação de tensão V_{odif} . (a) comandos idênticos e $\phi=0^\circ$. (b) comandos com mesmo valor de razão cíclica e $\phi=180^\circ$	42
Figura 2.9 – Ilustração da ondulação de tensão da saída V_{odif} . (a) comando dependente de S_1 para balanço de potência e $\phi=0^\circ$. (b) comando S_2 dependente de S_1 e $\phi=180^\circ$	43
Figura 2.10 - Etapas de operação do CDAG-1 expondo a remoção entre o ponto médio dos capacitores e o terminal comum. (a) Etapa de operação I. (b) Etapa de operação II.	44
Figura 2.11 – Circuito simplificado do CDAG-1.	44
Figura 2.12 – Primeiro conversor publicado com célula <i>A-SL: Converter I</i> [40].	44
Figura 2.13 - Conversor <i>A-SL</i> melhorado com grampeamento passivo [82].	45
Figura 2.14 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>Boost</i> e <i>Ćuk</i> . (b) CDAG-2 (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.	46
Figura 2.15 - Curvas de ganho estático do CDAG-2 e dos conversores base.	47

Figura 2.16 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>SEPIC</i> e <i>Buck-Boost</i> . (b) CDAG-3. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.....	48
Figura 2.17 - Curvas de ganho estático do CDAG-3 e dos conversores base.....	49
Figura 2.18 - Simplificação do CDAG-3. (a) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação I e (b) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação II. (c) Primeira etapa de operação do conversor simplificado e (d) Segunda etapa de operação do conversor simplificado.	50
Figura 2.19 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>SEPIC</i> e <i>Ćuk</i> . (b) CDAG-4. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.	51
Figura 2.20 - Curvas de ganho estático do CDAG-4 e dos conversores base.....	51
Figura 2.21 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>ZETA</i> e <i>Buck-Boost</i> . (b) CDAG-5. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.....	52
Figura 2.22 - Curvas de ganho estático do CDAG-5 e dos conversores base.....	53
Figura 2.23 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>ZETA</i> e <i>Ćuk</i> . (b) CDAG-6(c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.	54
Figura 2.24 - Curvas de ganho estático do CDAG-6 e dos conversores base.....	55
Figura 2.25 - Simplificação do CDAG-6. (a) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação I e (b) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação II. (c) Primeira etapa de operação do conversor simplificado e (d) Segunda etapa de operação do conversor simplificado.	55
Figura 2.26 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>Buck</i> e <i>Buck-Boost</i> . (b) CD-1. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.....	57
Figura 2.27 - Curvas de ganho estático do CD-1 e dos conversores base.	57
Figura 2.28 – Distribuição da potência processada no CD-1.....	58
Figura 2.29– Curvas de ganho estático do CD-1 com e sem balanceamento de potência e curvas de ganho estático dos conversores base <i>Buck</i> e <i>Buck-Boost</i>	60
Figura 2.30 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores <i>Buck</i> e <i>Ćuk</i> . (b) CD-2. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.....	61
Figura 2.31 - Curvas de ganho estático do CD-2 e dos conversores base.	61
Figura 2.32 – Conversores cc-cc clássicos medindo 50 x 70 mm cada. (a) <i>Buck</i> , (b) <i>Boost</i> , (c) <i>Buck-Boost</i> , (d) <i>SEPIC</i> , (e) <i>ZETA</i> e (f) <i>Ćuk</i>	63
Figura 2.33 – Placa de interface (100 x 100 mm).	63
Figura 2.34 - Vista do protótipo do CDAG-1 montado sob a placa de interface.....	65
Figura 2.35 – Resultados experimentais do CDAG-1 sem balanço de potência e com razão cíclica $D=0,667$ para ambos conversores: (a) e (b) apresentam os resultados sem defasagem; (c) e (d) apresentam as mesmas variáveis porém com os sinais de comando defasados em 180°	66
Figura 2.36 - Resultados experimentais do CDAG-1 com balanço de potência e com razão cíclica $D_{Boost}=0,6$ e $D_{BB}=0,71$: (a) e (b) apresentam os resultados sem defasagem; (c) e (d) apresentam as mesmas variáveis porém com os sinais de comando defasados em 180°	67
Figura 2.37 - Vista do protótipo do CDAG-2 montado sob a placa de interface.....	68
Figura 2.38 - Resultados experimentais do CDAG-2 sem balanço de potência, com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão (V_{odif}) da saída diferencial.....	69
Figura 2.39- Vista do protótipo do CDAG-3 montado sob a placa de interface.....	69
Figura 2.40 - Resultados experimentais do CDAG-3 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de	

entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).....	70
Figura 2.41- Vista do protótipo do CDAG-4 montado sob a placa de interface.....	71
Figura 2.42 - Resultados experimentais do CDAG-4 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).....	71
Figura 2.43- Vista do protótipo do CDAG-5 montado sob a placa de interface.....	72
Figura 2.44 - Resultados experimentais do CDAG-5 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).....	72
Figura 2.45- Vista do protótipo do CDAG-6 montado sob a placa de interface.....	73
Figura 2.46 - Resultados experimentais do CDAG-6 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores de entrada e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).....	73
Figura 2.47- Vista do protótipo do CD-1 montado sob a placa de interface.....	74
Figura 2.48 - Resultados experimentais do CD-1 sem balanço de potência, com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial.....	74
Figura 2.49- Vista do protótipo do CD-2 montado sob a placa de interface.....	75
Figura 2.50 - Resultados experimentais do CD-2 sem balanço de potência, com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).....	75
Figura 3.1 – (a) Célula de ganho <i>Elementary-Voltage Lift (E-VL)</i> . (b) Conversor <i>Boost</i> com célula <i>E-VL</i> . (c) Conversor <i>Buck-Boost</i> com célula <i>E-VL</i>	77
Figura 3.2 – Conversores cc-cc de alto ganho empregando <i>Elementary-Voltage Lift Cell</i> . (a) CDAG formado pela combinação de um <i>Boost E-VL</i> [35] com um conversor <i>Buck-Boost</i> clássico. (b) Simplificação do CDAG resultando no <i>Converter II</i> [40].	78
Figura 3.3 – Derivação do conversor cc-cc de alto ganho <i>Converter III</i> a partir da metodologia proposta.	79
Figura 3.4 – CDAG combinando um conversor <i>Boost</i> com um <i>Buck-Boost E-VL</i>	79
Figura 3.5 – Derivação dos Conversores <i>Hybrid Switched-Inductor</i> [43] a partir da metodologia proposta. (a) Resultante <i>AH-SLC</i> . (b) Resultante <i>SH-SLC</i>	80
Figura 3.6 - Conversores com célula de ganho diodo/capacitor <i>Up2</i> [32]. (a) conversor <i>ZETA Up2</i> [32]. (b) conversor <i>Ćuk Up2</i> [32].	81
Figura 3.7 – Derivação da topologia do CDAG-6 (<i>ZETA – Ćuk</i>) + célula de ganho <i>Up2</i> . (a) CDAG-6 simplificado. (b) CDAG-6 simplificado empregando a célula <i>Up2</i>	81
Figura 3.8 - Estados topológicos: (a) interruptores em condução, (b) interruptores bloqueados, e (c) interruptores bloqueados em operação <i>MCD</i>	83
Figura 3.9 - Formas de onda típicas para (a) <i>MCC</i> , (b) <i>MCD</i>	84
Figura 3.10 - Condições limites para a operação do conversor.....	87
Figura 3.11 - Característica externa do conversor proposto.....	88
Figura 3.12 – Representação do conversor proposto com parâmetros parasitas.....	89
Figura 3.13 - Curvas de ganho estático do conversor <i>ASL-SU2C</i>	89
Figura 3.14 - Comparação do ganho estático	94

Figura 3.15 - Comparação dos esforços de tensão normalizados submetidos aos interruptores.	94
Figura 3.16 - Protótipo de laboratório (100 mm x 100 mm x 50 mm).	95
Figura 3.17 - Tensões nos MOSFETs, entre porta-fonte (v_{g1} e v_{g2}) e dreno-fonte (v_{S1} e v_{S2}).	96
Figura 3.18 - Tensões de entrada e de saída (V_E e V_o) e correntes de entrada e de saída (i_E e I_o).	96
Figura 3.19 - Tensões nos capacitores (v_{C1} e v_{C2}) e tensões nos diodos (v_{D1} e v_{D2}).	96
Figura 3.20 - Corrente nos indutores de entrada (i_{L1} e i_{L2}) e tensões de entrada e saída.	97
Figura 3.21 - Resultados experimentais: eficiência em função da potência de saída.	97
Figura 4.1 - Modelos comutados dos conversores cc-cc básicos.	100
Figura 4.2 - Modelos médios de grandes sinais dos conversores cc-cc básicos.	101
Figura 4.3 - Modelos médios de pequenos sinais dos conversores cc-cc básicos.	103
Figura 4.4 - Circuito elétrico para obtenção do equivalente de Thévenin visto da saída do conversor <i>Boost</i> .	103
Figura 4.5 - Circuito equivalente de Thévenin com carga ZL.	105
Figura 4.6 - Curvas de validação das funções de transferência da tensão de saída por razão cíclica $G_v(s)$ dos conversores cc-cc básicos não-isolados.	107
Figura 4.7 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores base.	108
Figura 4.8 – Obtenção do equivalente de Thévenin dos conversores cc-cc básicos com capacitor de saída. (a) Esquema para equacionamento da tensão de circuito aberto $\tilde{v}_{TH(Co)}$ e (b) para obtenção da impedância de saída.	109
Figura 4.9 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i> .	110
Figura 4.10 - Resultados referentes à tensão de saída v_{odif} com degrau de razão cíclica de $\pm 2\%$ sob modulação sem defasagem ($\phi = 0^\circ$). (a) Degrau positivo: experimental (v_{odif}) e função de transferência (G_{vod}); (b) Degrau negativo: experimental (v_{odif}) e função de transferência (G_{vod}).	112
Figura 4.11 - Resultados referentes à tensão de saída v_{odif} com degrau de razão cíclica de $\pm 2\%$ sob modulação com defasagem ($\phi = 180^\circ$). (a) Degrau positivo: experimental (v_{odif}) e função de transferência (G_{vod}); (b) Degrau negativo: experimental (v_{odif}) e função de transferência (G_{vod}).	112
Figura 4.12 – Esquemático para validação dinâmica do CDAG-1 utilizando <i>AC Sweep</i> .	113
Figura 4.13 – Validação dinâmica do CDAG-1 no domínio da frequência.	113
Figura 4.14 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>Boost</i> e <i>Ćuk</i> .	114
Figura 4.15 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2% . Sendo que \tilde{v}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CDAG-2 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).	115
Figura 4.16 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>SEPIC</i> e <i>Buck-Boost</i> .	116
Figura 4.17 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2% . Sendo que \tilde{v}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CDAG-3 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).	117
Figura 4.18 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>SEPIC</i> e <i>Ćuk</i> .	118
Figura 4.19 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2% . Sendo que \tilde{v}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CDAG-4 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).	120

Figura 4.20 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>ZETA</i> e <i>Buck-Boost</i>	120
Figura 4.21 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo \tilde{v}_{odif} o resultado de bancada do CDAG-5 e G_{vod} a resposta do modelo matemático (função de transferência).	121
Figura 4.22 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>ZETA</i> e <i>Ćuk</i>	122
Figura 4.23 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo \tilde{v}_{odif} o resultado de bancada do CDAG-6 e G_{vod} a resposta do modelo matemático (função de transferência).	123
Figura 4.24 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>Buck</i> e <i>Buck-Boost</i>	124
Figura 4.25 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo \tilde{v}_{odif} o resultado de bancada do CD-1 e G_{vod} a resposta do modelo matemático (função de transferência).	125
Figura 4.26 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores <i>Buck</i> e <i>Ćuk</i>	126
Figura 4.27 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo que \tilde{v}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CD-2 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).	127

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1: Conversores cc-cc clássicos subdivididos em dois grupos.	35
Tabela 2-2: Resumo dos conversores cc-cc diferenciais básicos.	62
Tabela 2-3: Especificações de projeto dos seis conversores cc-cc clássicos	64
Tabela 2-4: Principais componentes utilizados na construção dos protótipos	64
Tabela 3-1: Parâmetros Parasitas dos Componentes	88
Tabela 3-2: Comparação entre Conversor Proposto e Topologias Similares	93
Tabela 3-3: Especificações e Componentes do Conversor Proposto	95
Tabela 4-1: Equações dos modelos médios de pequenos sinais dos conversores cc-cc básicos não-isolados	102
Tabela 4-2: Parâmetros dos circuitos equivalentes de Thévenin vistos da saída dos conversores cc-cc básicos	105
Tabela 4-3: Funções de transferência que relacionam a tensão de saída com a razão cíclica dos conversores cc-cc básicos não-isolados	106
Tabela 4-4: Parâmetro $v_{TH(Co)}$ dos circuitos equivalentes de Thévenin vistos da saída dos conversores cc-cc básicos com capacitor de saída.	109
Tabela 4-5: Parâmetro $Z_{TH(Co)}$ dos circuitos equivalentes de Thévenin vistos da saída dos conversores cc-cc básicos com capacitor de saída	110

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	21
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO.....	21
1.2	DESCRIÇÃO DA PROPOSTA	30
1.3	DISCUSSÕES GERAIS.....	32
1.4	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES.....	34
2	METODOLOGIA PROPOSTA PARA DERIVAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO	35
2.1	CONVERSORES DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO BÁSICOS	37
2.1.1	Conversor diferencial de alto ganho <i>boost – buck-boost</i>	38
2.1.2	Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>Boost – Ćuk</i>	46
2.1.3	Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>SEPIC - Buck-Boost</i>	48
2.1.4	Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>SEPIC - Ćuk</i>	50
2.1.5	Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>ZETA - Buck-Boost</i>	52
2.1.6	Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>ZETA-Ćuk</i>	54
2.1.7	Conversor Diferencial <i>Buck - Buck-Boost</i>	56
2.1.8	Conversor Diferencial <i>Buck - Ćuk</i>	60
2.1.9	Resumo da Metodologia.....	62
2.1.10	Validação Prática dos Conversores Obtidos a partir da Metodologia Proposta.....	63
2.1.10.1	Resultados Práticos do CDAG-1	65
2.1.10.2	Resultados Práticos do CDAG-2	68
2.1.10.3	Resultados Práticos do CDAG-3	69
2.1.10.4	Resultados Práticos do CDAG-4	70
2.1.10.5	Resultados Práticos do CDAG-5	71
2.1.10.6	Resultados Práticos do CDAG-6	72
2.1.10.7	Resultados Práticos do CD-1	73
2.1.10.8	Resultados Práticos do CD-2	75
2.2	CONCLUSÃO.....	76
3	CONVERSORES DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO COM CÉLULAS DE GANHO	77
3.1	EXPANSÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA ABRANGENDO CÉLULAS DE GANHO	77
3.2	ESTUDO DETALHADO DO CONVERSOR DE ALTO GANHO <i>ZETA – ĆUK</i> COM CÉLULA DE GANHO <i>UP2</i>	82
3.2.1	Princípio de Operação e Equacionamento	82
3.2.1.1	Operação em MCC.....	82

3.2.1.2	<i>Operação em MCD</i>	85
3.2.1.3	<i>Característica Estática</i>	87
3.2.1.4	<i>Influência dos Parâmetros Parasitas</i>	88
3.2.1.5	<i>Esforços de Tensão e de Corrente</i>	90
3.2.2	Análise Comparativa	93
3.2.2.1	<i>Comparação Gráfica do Ganho de Tensão e dos Esforço de Tensão nos Interruptores</i>	93
3.2.3	Resultados Experimentais	94
3.3	CONCLUSÃO.....	98
4	OBTENÇÃO DE MODELOS DINÂMICOS DE CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO	99
4.1	MODELAGEM DINÂMICA DE CONVERSORES CC-CC UTILIZANDO O CIRCUITO EQUIVALENTE DE THÉVENIN	99
4.1.1	Modelos Médios de Grandes e de Pequenos Sinais	100
4.1.2	Equivalente de Thévenin e o Modelo Dinâmico	103
4.2	OBTENÇÃO DE MODELOS DINÂMICOS DE CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS POR EQUIVALENTE DE THEVENIN	108
4.2.1	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>Boost-Buck-Boost</i>	110
4.2.2	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>Boost-Ćuk</i>	114
4.2.3	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>SEPIC- Buck-Boost</i>	116
4.2.4	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>SEPIC- Ćuk</i>	118
4.2.5	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>ZETA - Buck-Boost</i>	120
4.2.6	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho <i>ZETA - Ćuk</i>	122
4.2.7	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial <i>Buck - Buck-Boost</i>	124
4.2.8	Modelo dinâmico do Conversor Diferencial <i>Buck - Ćuk</i>	125
4.3	CONCLUSÃO.....	127
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	129
5.1	PRINCIPAIS ATIVIDADES DESENVOLVIDAS DURANTE PERÍODO DE DOUTORADO..	132
6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	133
7	Apêndice A - Projeto do estágio de potência dos conversores construídos	141
8	Apêndice B - Validações dos modelos dinâmicos dos conversores cc-cc diferenciais por equivalente de Thévenin	144
9	Apêndice C – Esquemáticos dos protótipos implementados	157

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

A eletrônica de potência é um ramo da engenharia elétrica associada à conversão eficiente de energia elétrica por meios estáticos, com o objetivo de adequar o perfil de entrada disponível para o padrão de saída desejado [1]. Neste contexto, está presente em aplicações que demandam potência da faixa de miliwatts até megawatts, e seu emprego abrange desde equipamentos associados às linhas de transmissão e ao acionamento de máquinas elétricas até dispositivos portáteis, como carregadores de baterias e fontes de alimentação destinadas aos inúmeros equipamentos de uso cotidiano [2].

Basicamente, para efetuar o processamento da energia elétrica por meio da eletrônica de potência, são utilizados conversores estáticos, que podem realizar determinadas funções de acordo com sua respectiva classificação [3]. Esses conversores estáticos são dedicados ao controle do fluxo de energia em corrente alternada (ca) e/ou corrente contínua (cc), podendo ser classificados nas categorias ca-cc, cc-ca, cc-cc e ca-ca, segundo as relações estabelecidas entre suas portas de entrada e de saída.

Os conversores supracitados são amplamente investigados e difundidos na literatura, e possuem várias subdivisões e particularidades. Perante tamanha abrangência, como delimitação inicial do tema desta tese, endereçam-se apenas os conversores cc-cc, que podem ser utilizados isoladamente ou ainda como estágios intermediários de sistemas mais complexos.

De forma sucinta, [3] define que um conversor cc-cc deve possuir a capacidade de adequar a amplitude da tensão cc disponível em sua entrada, de modo a originar as tensões cc desejáveis em sua saída, com amplitudes controláveis, podendo haver inversão ou não de polaridade. Via de regra, os conversores cc-cc são classificados de acordo com sua capacidade de reduzir (abaixadores) ou elevar (elevadores) a amplitude da tensão cc de sua entrada para sua saída, mas podem também ser categorizados em função de vários outros fatores, conforme ilustrado na Figura 1.1. Essa classificação está organizada na forma de categorias, que relacionam basicamente a existência de isolamento galvânico, a direção do fluxo de potência, a característica da entrada e da saída do conversor e o tipo de comutação empregada nos semicondutores.

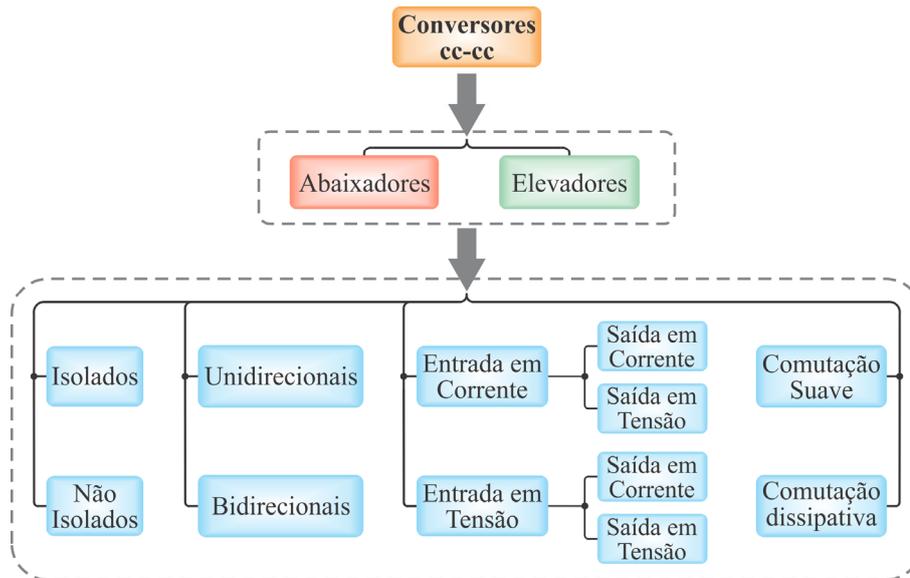


Figura 1.1 – Classificação dos conversores cc-cc.

Mesmo restringindo-se a busca apenas aos conversores cc-cc elevadores, constata-se a existência de uma infinidade de publicações científicas que circundam o tema, geralmente abordando topologias capazes de prover elevados ganhos de tensão. O expressivo emprego de tais conversores em sistemas de conversão de energia com fontes de baixa tensão (módulos fotovoltaicos e células combustíveis) [4]–[8], em sistemas de armazenamento de energia [9]–[11] e em veículos elétricos [12]–[14], são algumas das situações que fomentam o estudo dessa categoria de conversores. Adicionalmente, equipamentos médicos (raio-x), militares (radares) e na área de iluminação (lâmpadas de alta intensidade) também demandam conversores elevadores de alto ganho [15].

Dentre os conversores cc-cc elevadores, o conversor *Boost* convencional é a opção amplamente difundida nos casos em que não há exigência de isolamento galvânico. Tal fato está relacionado principalmente ao seu reduzido número de componentes e à simplicidade de modelagem, dimensionamento e implementação. Idealmente, o conversor *Boost* oferece ganho de tensão ilimitado, porém na prática, quando sua razão cíclica de operação se aproxima da unidade, seu ganho de tensão e sua eficiência são drasticamente reduzidos. Essas limitações estão associadas ao aumento das perdas em condução, ocasionadas pela elevação das amplitudes de corrente que circulam pelos elementos parasitas dos componentes do conversor. Especificamente no caso dos semicondutores, devido às suas características elétricas, tipicamente o valor desses elementos parasitas é incrementado quando se faz necessário utilizar interruptores que suportem elevados níveis de tensão de bloqueio. Esse conjunto de fatores acaba comprometendo a operação do conversor em aplicações que exigem elevadas taxas de conversão [2], [3], [16], [17].

Alternativamente, existem diversas técnicas utilizadas para elevação de tensão por meio de conversores cc-cc, as quais têm sido elencadas de forma concisa em [4], [15], [18]. Na mais recente delas, [15], os autores realizam uma abrangente abordagem das técnicas de elevação de tensão junto a conversores cc-cc e sugerem uma ampla categorização, ilustrada na Figura 1.2.

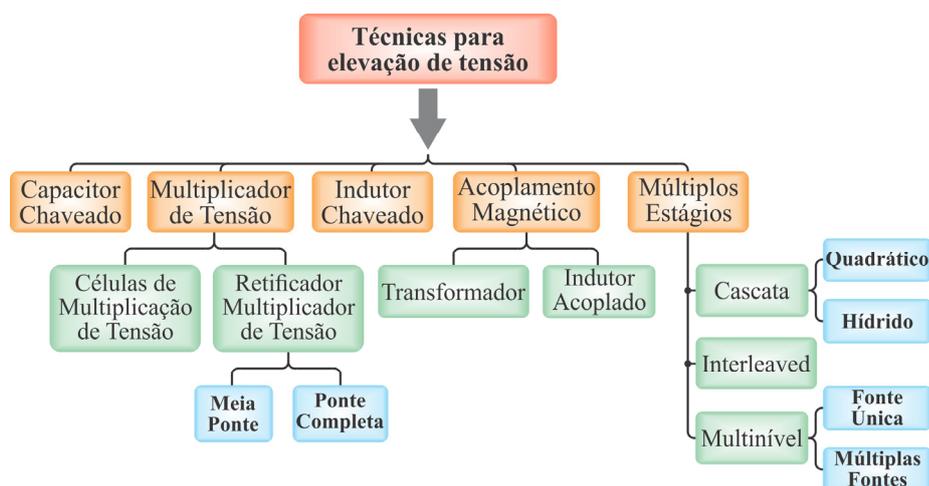


Figura 1.2 – Categorização das diversas técnicas de elevação de tensão aplicáveis a conversores cc-cc. Adaptado de [15].

Examinando cada uma dessas técnicas, é possível avaliar as particularidades e, assim, as vantagens e desvantagens de uma em relação às outras.

No caso das técnicas de elevação de tensão com acoplamento magnético, por exemplo, seja utilizando transformadores ou indutores acoplados, é possível obter elevadas taxas de ganho de tensão alterando-se a relação de espiras [8], [18], [19]. Além disso, o acoplamento magnético pode prover isolamento galvânica e, ainda, mediante o compartilhamento de um mesmo núcleo magnético, pode-se acoplar indutores para reduzir o volume de alguns conversores, proporcionando a elevação da densidade de potência. Entretanto, a indutância de dispersão vinculada aos elementos magnéticos pode culminar na elevação dos esforços de tensão sobre os interruptores e na degradação da eficiência, sendo necessário o emprego de técnicas para grameamento da tensão e reciclagem da energia [20]–[23], fato que implica maior complexidade.

Por outro lado, o princípio de elevação de tensão implementado na categoria dos conversores a capacitor chaveado (*SC*, do inglês *Switched Capacitor*) apontados na Figura 1.2, está fundamentado em arranjos constituídos por interruptores e capacitores [24]–[27], tais como as células de *Dickson*, *Fibonacci*, *Ladder*, entre outros relatados em [15]. Os circuitos provenientes do uso de capacitores chaveados possuem a propriedade de dividir os

esforços de tensão entre os interruptores e apresentam um desafio no que tange a manutenção da regulação de sua tensão de saída mediante possíveis variações da tensão da fonte de entrada ou de carga [26].

Recentemente, os conversores a capacitor chaveado ganharam nova abordagem com sua integração a células convencionais de comutação. Neste contexto, surgiram estruturas híbridas [28]–[31], em que tanto capacitores quanto indutores são comutados em alta frequência, armazenando e transferindo energia, com capacidade de gerar elevadas taxas de conversão e ainda aliviar os esforços de tensão sobre os semicondutores. A Figura 1.3 (a) mostra um circuito a capacitor chaveado formado apenas por interruptores e capacitores e a Figura 1.3 (b) um circuito formado da integração de uma célula convencional de comutação e uma célula *Ladder*.

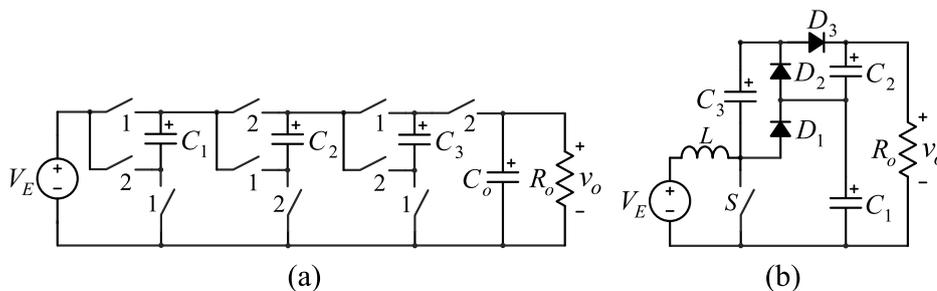


Figura 1.3 – Exemplo de conversores a capacitor chaveado. (a) circuito formado apenas por interruptores e capacitores [26] e (b) *Boost* multinível [28] obtido pela integração de uma célula convencional de comutação (*Boost*) e uma célula *Ladder*.

Nas estruturas híbridas, tal como a da Figura 1.3 (b), também é possível aumentar o ganho de tensão associando-se mais células *SC*, porém o incremento do número dessas células tem impacto no rendimento do conversor devido à grande quantidade de componentes e seus elementos parasitas. Além disso, a regulação da tensão de saída também é dificultada à medida que se procura obter elevados ganhos de tensão, pois a não-linearidade do ganho estático dessas estruturas é ainda mais acentuada para elevados valores de razão cíclica e, assim, pequenas variações de razão cíclica causam grandes variações na tensão de saída.

Analogamente, para elevação do ganho de tensão, existem várias células multiplicadoras de tensão (*VMC*, do inglês *voltage multiplier cell*), constituídas por capacitores, diodos e em alguns casos indutores. As difundidas *VMCs* representam, de modo geral, uma opção simples e funcional para serem integradas tanto aos conversores básicos como aos conversores com estruturas mais complexas. A Figura 1.4 mostra duas células de multiplicação a capacitor/diodo integradas aos conversores cc-cc clássicos em [32] para ampliação dos respectivos ganhos de tensão. Tais células carregam dois capacitores em paralelo durante uma etapa de operação para

descarregá-los em série na etapa seguinte, intensificando a característica elevadora da estrutura. A mesma célula capacitor/diodo da Figura 1.4 (b) é explorada em [33] para a criação de uma família de conversores cc-cc não-isolados com ganho elevado, derivada dos conversores *ZETA*, *SEPIC* e *Ćuk*.

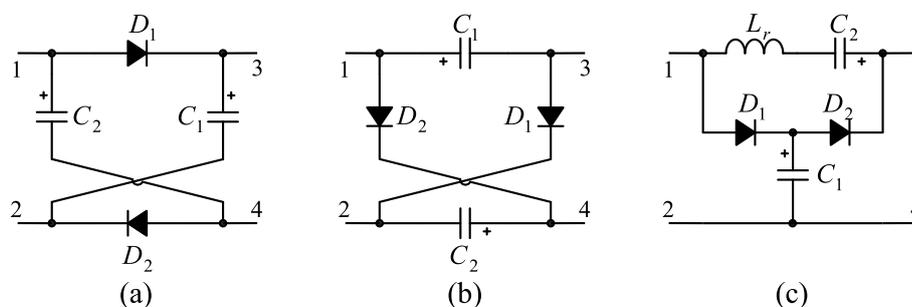


Figura 1.4 – Células multiplicadoras de tensão. (a) *Step Up1* [32], (b) *Step Up2* [32], e (c) *VMC* [34]

Em [34], [35] a célula da Figura 1.4 (c), composta de dois capacitores, dois diodos e um indutor, é integrada ao conversor *Boost* clássico. Considerando a possibilidade do cascadeamento de N células, o ganho estático do conversor *Boost* é multiplicado pelo fator $(N+1)$, porém conforme anteriormente mencionado, o acréscimo do número de células acaba degradando o rendimento total do circuito. No entanto, as *VMCs* não precisam ser utilizadas como um único método para intensificar o ganho de tensão em um circuito e, neste sentido, elas continuam sendo utilizadas em publicações nos últimos anos [30], [36]–[39] combinadas a outras estratégias com alta capacidade de elevação de tensão.

Não obstante, o princípio conhecido como indutor chaveado (*SL*, do inglês *Switched Inductor*) consiste na incorporação de múltiplos indutores à estrutura do conversor. Usualmente, esses indutores são magnetizados em paralelo a partir de uma fonte primária durante a primeira etapa de operação e, posteriormente, desmagnetizados em série na etapa complementar, provendo um incremento ao ganho de tensão dos conversores cc-cc clássicos que tenham capacidade de atuar como elevadores. O chaveamento paralelo/série desses indutores no circuito pode ser implementado por meio de diodos, tal como na célula passiva *SL* proposta em [32] sob a nomenclatura *Up3*, ou ainda, elaborado mediante o uso de interruptores ativos conforme a rede ativa de indutores chaveados (*A-SL* do inglês *Active Switched Inductor*) [40]. Adicionalmente, tanto a célula passiva quanto a rede ativa foram combinadas a outras estratégias, dando origem a arranjos capazes de promover maiores incrementos no ganho de tensão dos conversores. Neste sentido, seguindo o princípio da técnica *voltage-lift* [41], foram adicionados capacitores e semicondutores à célula passiva *SL*, gerando as células *Self-Lift SL* e

Double Self-Lift SL [42]. Por outro lado, junto à rede ativa *SL*, foram integradas as células *Elementary-Lift* em [40] e a passiva *SL* em [43]. A Figura 1.5 oferece uma visão da célula passiva *SL* e suas derivações, aplicadas à topologia de um conversor *Boost*, enquanto a Figura 1.6 mostra uma representação geral da rede ativa *SL* com as integrações relacionadas.

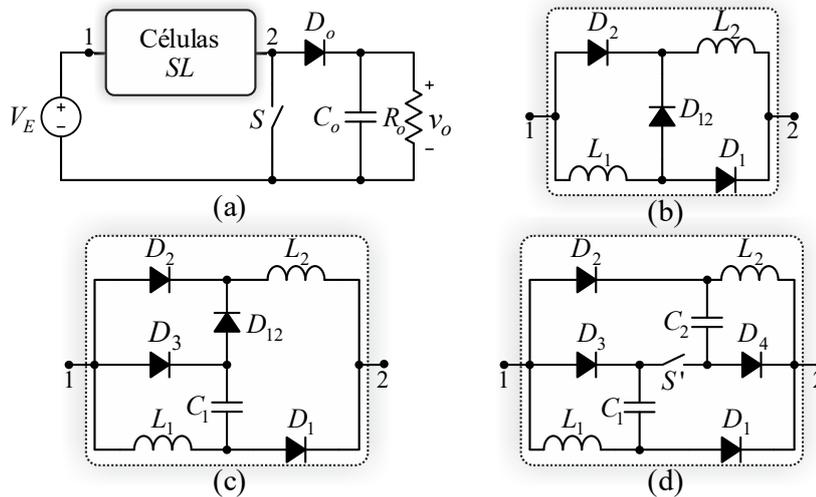


Figura 1.5 – Células *SL* integradas ao conversor *Boost*. (a) Representação geral, (b) Passiva *SL* ou *Up3* [32], (c) *Self-Lift SL* [42] e (d) *Double Self-Lift SL* [42].

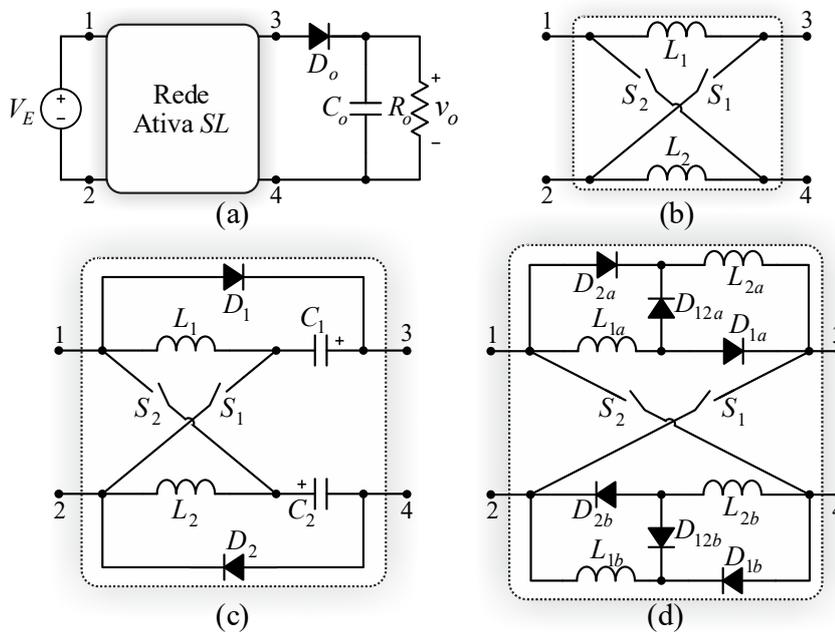


Figura 1.6 – Circuitos com redes ativas de indutores chaveados para elevação de tensão. (a) Visão geral, (b) Rede *A-SL* [40], (c) *Improved A-SL* [40] e (d) *Hybrid A-SL* [43].

De modo geral, as topologias propostas com base no princípio do indutor chaveado ampliam a taxa de conversão dos conversores cc-cc clássicos. Entretanto, o emprego das células

passivas SL resulta em elevados esforços de tensão sobre os interruptores (S) e diodos de saída (D_o). Por outro lado, a aplicação de redes *ativas SL* promove redução dos esforços de tensão e de corrente dos dois interruptores da rede, mas há como inconveniente a necessidade do uso de dois circuitos de acionamento isolados para seus interruptores.

Com o intuito de apresentar uma visão sucinta que contemple todas as estratégias de elevação de tensão da Figura 1.2, cabe abordar ainda o subgrupo dos conversores cc-cc de múltiplos estágios, o qual se apresenta subdividido nas categorias *cascata*, *interleaved* e multiníveis. A conexão cascata de conversores cc-cc, cuja representação genérica é ilustrada na Figura 1.7 [44], [45], é uma maneira simples de obter elevados ganhos de tensão, sendo estes resultantes da multiplicação dos ganhos das estruturas cascadeadas [15]. Os conversores cc-cc utilizados na conexão em cascata podem ser integrados de modo a reduzir o número de interruptores ativos, fato que resulta nos chamados conversores quadráticos [46], [47]. É válido destacar que na associação de conversores em cascata, o rendimento total, dado pelo produto dos rendimentos dos estágio cascadeados, é degradado devido aos elevados esforços de corrente aplicados aos componentes do primeiro estágio e aos esforços de tensão dos componentes do segundo estágio [18]. O conversor *Boost* quadrático três níveis [48], ilustrado na Figura 1.7 (b), surge, como alternativa satisfatória, contendo dois interruptores ativos que dividem os esforços de tensão, em detrimento de maior circulação de corrente em um desses interruptores (S_1).

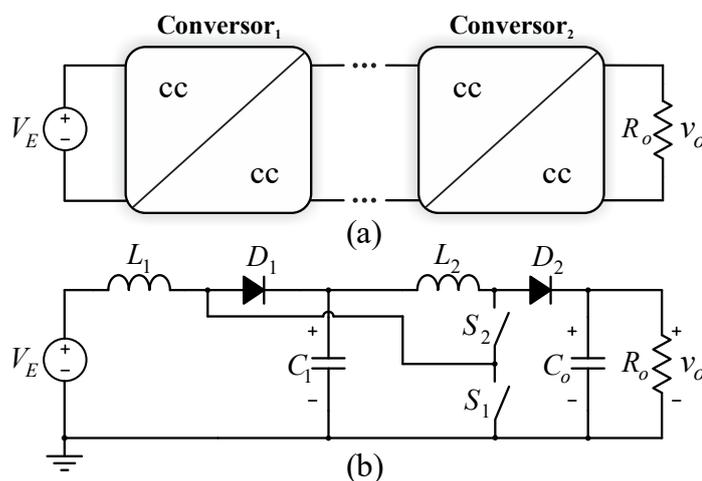


Figura 1.7 – Cascadeamento de conversores cc-cc. (a) Representação geral e (b) conversor *Boost* quadrático três níveis [48].

Outra forma de elevação de tensão explorada da literatura se dá por meio da integração de conversores cc-cc ligados em forma de escada. Em [49] são detalhados dois conversores cc-cc não-isolados, sendo um obtido pela integração de três conversores *Boost* clássicos Figura 1.8 (a) e outro formado pela integração de três conversores *Buck-Boost*. Apesar de ambos

terem a capacidade de reduzir os esforços de tensão sobre os semicondutores, há de se contabilizar que essas topologias utilizam um grande número de componentes.

Analogamente, para atingir elevados ganhos de tensão, encontram-se na literatura topologias de conversores cc-cc básicos não-isolados e conversores com acoplamento magnético, com ligação em forma de escada. Dentre os exemplos desse tipo de conexão cita-se a integração *Boost-Flyback* da Figura 1.8 (b) [50], [51], que utiliza o grampeamento do interruptor como célula *Boost*. Conforme reportado em [39], o conversor *Boost-Flyback* também pode ser identificado como uma variação topológica do conversor proposto em [20]. Ademais, existe uma série de publicações [52]–[61] explorando a conexão empilhada de conversores com a presença de algum tipo de acoplamento magnético, sendo que a elevação da tensão é obtida pela soma das tensões das saídas dos conversores integrados. Novamente, assim como todos os conversores que possuem alto de ganho de tensão, essas topologias podem apresentar elevados esforços de corrente no estágio de entrada.

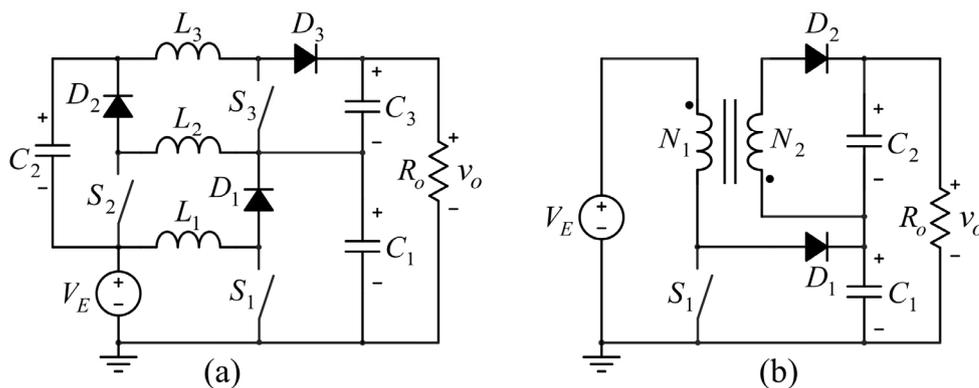


Figura 1.8 - Conversores cc-cc ligados em forma de escada. (a) Integração de três conversores *Boost* na forma escada [49] e (b) Integração dos conversores *Boost* e *flyback* [50].

Outra abordagem a ser mencionada, são as estruturas *interleaved*, que por sua vez, possibilitam amenizar os esforços de corrente dos componentes de entrada e, assim, suas perdas por condução. Além disso, contribuem com a redução do tamanho dos componentes passivos. Neste sentido, os conversores *interleaved* podem ser adotados em conjunto com as outras estratégias previamente citadas, originando conversores *interleaved* com célula de multiplicação de tensão capacitor/diodo [62] e os conversores *interleaved* empregando indutores acoplados [63]–[66] com diferentes estratégias para minimizar perdas, que variam desde *snubbers* não dissipativos até técnicas de comutação suave. Exemplos dessas topologias estão respectivamente retratadas na Figura 1.9, parte (a) e parte (b), e foram propostas almejando-se elevadas taxas de conversão com melhor eficiência, especialmente quando potências maiores têm que ser processadas.

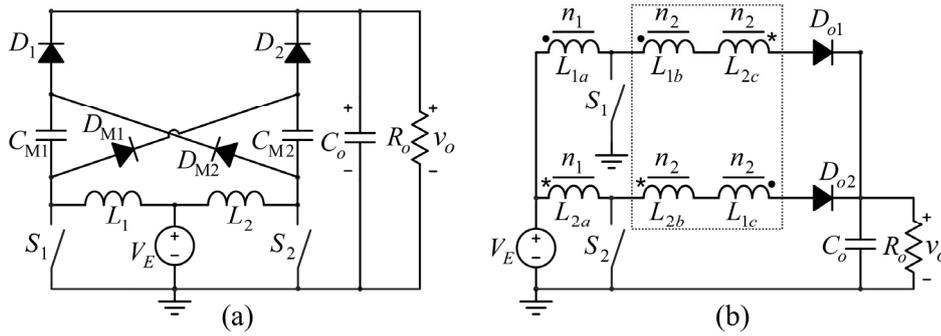


Figura 1.9 – Conversores *interleaved* de alto ganho. (a) Conversor *interleaved* combinado com VMC [62] e (b) Conversor *interleaved* com indutores acoplados [65].

Por fim, os conversores cc-cc multiníveis compõem a última categoria de conversores da classificação apresentada. Tendo em vista o tipo de conexão com a fonte de alimentação, os conversores multiníveis aplicados como conversores cc-cc elevadores podem ser divididos em dois grupos: fonte única e múltiplas fontes [15]. O conversor *Boost* multinível [28] anteriormente abordado na categoria dos conversores a capacitor chaveado é uma topologia obtida pela associação do conversor *Boost* clássico com múltiplos sub-módulos capacitor/diodo (célula *Ladder*), e tem a capacidade de prover elevado ganho de tensão mesmo quando alimentado por uma única fonte. Neste sentido, o conversor *Boost* também é empregado como base na derivação do conversor cc-cc modular multinível de alto ganho discutido em [67], sendo composto de sub-módulos (interruptor/capacitor) ligados em forma de escada, de modo a substituir os dois semicondutores da topologia clássica, conforme retrata a Figura 1.10 (a). Ambos os conversores [28] e [67] possibilitam alcançar elevados ganhos com reduzidos esforços de tensão nos componentes da saída, haja vista que a amplitude da tensão de saída é dividida entre os elementos dos sub-módulos.

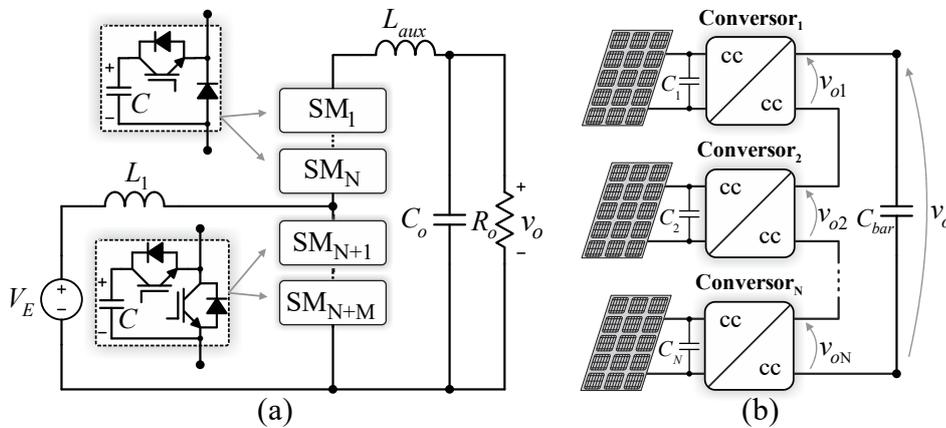


Figura 1.10 – Configurações modulares. (a) Conversor elevador multinível modular [67] e (b) Cascateamento de conversores cc-cc alimentados por múltiplas fontes.

Alternativamente, cabe ainda citar a aplicação dessa técnica junto a módulos fotovoltaicos ou células combustíveis, cuja elevação de tensão advém do agrupamento de conversores cc-cc alimentados por múltiplas fontes. Em síntese, por se tratar de fontes independentes entre si, a potência de cada fonte geradora pode ser processada por conversores cc-cc independentes [5], [68]–[70] que, por sua vez, podem ter saídas associadas de modo a somar suas tensões, tal como ilustra a Figura 1.10 (b).

Como desfecho da averiguação das diversas técnicas utilizadas para elevação de tensão por meio de conversores cc-cc, apresentadas na Figura 1.2, identificou-se um potencial campo de estudo, principalmente no sentido de contribuir/complementar as pesquisas que envolvem os conversores cc-cc elevadores com alto ganho de tensão, especialmente os providos de dois interruptores ativos. Por meio de uma diferente percepção, demonstram-se que grande parte desses conversores pode, na verdade, ser concebida por meio da combinação de conversores cc-cc básicos não-isolados, possibilitando assim, explicar a derivação topológica de diversos conversores propostos na literatura [40], [43], [71], [72], bem como a derivação da rede ativa de indutor chaveado (A-SL do inglês *Active Switched Inductor*) [40]. Além disso, o presente estudo revela que uma gama de novos conversores pode ser gerada a partir da metodologia proposta.

1.2 DESCRIÇÃO DA PROPOSTA

A proposta deste trabalho é estabelecida por intermédio de uma diferente percepção de um conceito clássico que permite a obtenção de tensões bipolares a partir da conexão diferencial de uma carga entre dois conversores cc-cc convencionais. Neste sentido, o presente estudo propõe estender a conexão diferencial clássica, para uma versão envolvendo a integração de dois conversores cc-cc distintos, sendo a carga conectada de modo diferencial entre o terminal de saída positivo de um conversor e o terminal negativo do outro conversor, originando, assim, uma metodologia para derivação de conversores cc-cc de ganho elevado.

Desde sua concepção, a conexão diferencial teve seu foco, dentro da eletrônica de potência, voltado à obtenção de saídas bipolares com cancelamento do valor médio [73]–[76]. Essa técnica de integração tem sido explorada como metodologia para concepção de conversores cc-ca (inversores), em que dois conversores iguais são utilizados de maneira que cada um reproduza uma tensão de saída senoidal com uma componente contínua. Considerando as componentes alternadas oriundas desses conversores 180° defasadas uma em relação à outra, e a carga conectada de modo diferencial entre eles, pode-se obter a anulação da componente contínua e a soma das componentes alternadas, conforme mostra Figura 1.11.

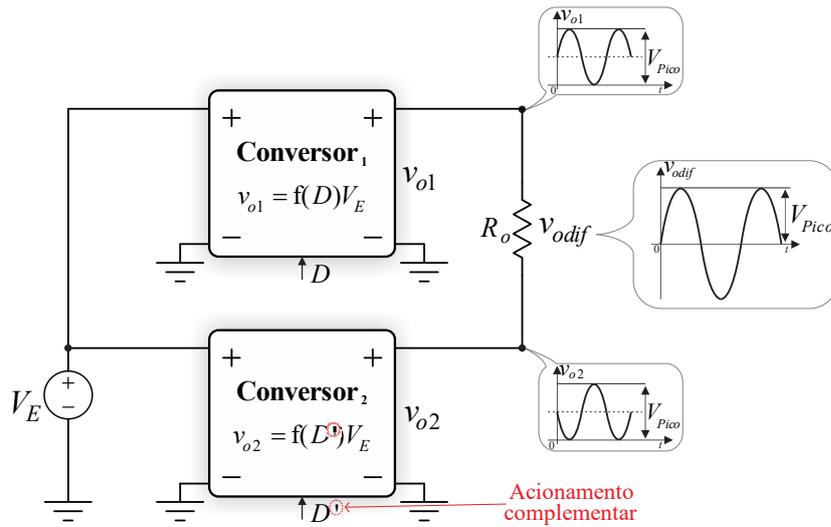


Figura 1.11 – Conexão diferencial clássica.

Neste aspecto, torna-se claro que para a concepção de conversores cc-ca não há interesse em conectar conversores que contenham saídas com componentes contínuas de polaridades inversas pois, desse modo, a tensão diferencial obtida acabaria contendo valor médio não nulo, resultante da soma dos níveis cc presentes na saída dos conversores combinados. No entanto, o interesse justamente no que remete à soma da parcela contínua pode instigar mais estudos acerca dos conversores elevadores de tensão. A Figura 1.12 mostra a proposta de estender a conexão diferencial para uma versão que envolva dois conversores distintos, cujas amplitudes das tensões de saída têm polaridades opostas entre si, possibilitando que sejam somadas. No esquema ilustrado, ambos os conversores possuem uma conexão comum com a entrada em um de seus terminais de saída, enquanto os outros terminais de saída são conectados à carga; logo, a tensão v_{odif} aplicada à carga R_o será a soma das tensões v_{o1} e v_{o2} , conforme (1.1).

$$v_{odif} = v_{o1} - (-v_{o2}) = v_{o1} + v_{o2} \tag{1.1}$$

Os dois conversores ilustrados no esquema da Figura 1.12 podem operar de forma independente no que diz respeito a sua razão cíclica D , ou seja, os valores de D podem ser idênticos para ambos conversores, ou podem ser sincronizados e com larguras distintas, ou ainda, podem ser defasados. Cabe destacar que a flexibilidade de acionamento pode ser restringida uma vez que, em alguns casos, a integração dos conversores empregados pode ser trabalhada de tal forma que possibilite a simplificação da estrutura, reduzindo o número de componentes para originar uma versão sintetizada, que operará como um circuito único. A análise minuciosa desta integração é explorada no capítulo subsequente. Por ora, cabem

algumas reflexões sobre a comparação entre conexão diferencial proposta e outras estratégias que também possibilitam a soma das tensões de saída de dois conversores.

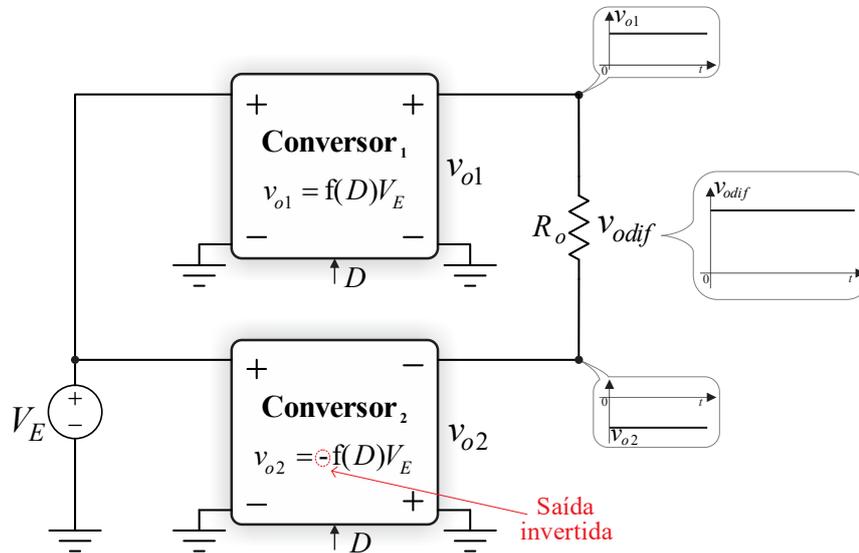


Figura 1.12 – Conexão diferencial de alto ganho, formada por dois conversores cc-cc com polaridades de saída inversas.

1.3 DISCUSSÕES GERAIS

Uma primeira discussão surge da comparação entre conversores cc-cc diferenciais aqui propostos e o arranjo do tipo entrada paralela e saída série (*IPOS*, do inglês *Input-Parallel Output-Series*) ilustrado na Figura 1.13 (a). Inicialmente, destaca-se que os sistemas constituídos por múltiplos conversores com entradas conectadas em paralelo e saídas em série encontrados na literatura precisam ser isolados [53], [59], [77]–[79], diferentemente da proposta deste trabalho. Contraditoriamente, também existem sistemas formados por conversores não-isolados com saídas conectadas em série, mas nesse caso, as entradas são independentes e não estão em paralelo, como no caso dos conversores alimentados por múltiplas fontes (módulos fotovoltaicos ou células combustíveis) [68]–[70] anteriormente reportados.

A questão fundamental que proíbe a conexão *IPOS* de conversores cc-cc sem isolamento é demonstrada na Figura 1.13 (b). Nota-se que caso ambos os conversores apresentassem tensões de saída positiva em relação ao terminal comum da fonte de alimentação V_E , a conexão do terminal negativo do conversor₁ ao positivo do conversor₂ causaria um curto-circuito na fonte. Obviamente, isso decorre do fato de ambos os conversores possuírem seus terminais negativos de saída conectados ao comum da fonte V_E .

Além disso, durante a análise da conexão proposta na Figura 1.12, é comum considerar que as saídas dos conversores estão associadas em série; todavia, devido à presença de um

terminal comum entre a fonte de entrada e os elementos de saída (capacitores) dos conversores, nessa tese parte-se do princípio generalista de que não há tal conexão série, mas uma conexão diferencial entre os conversores.

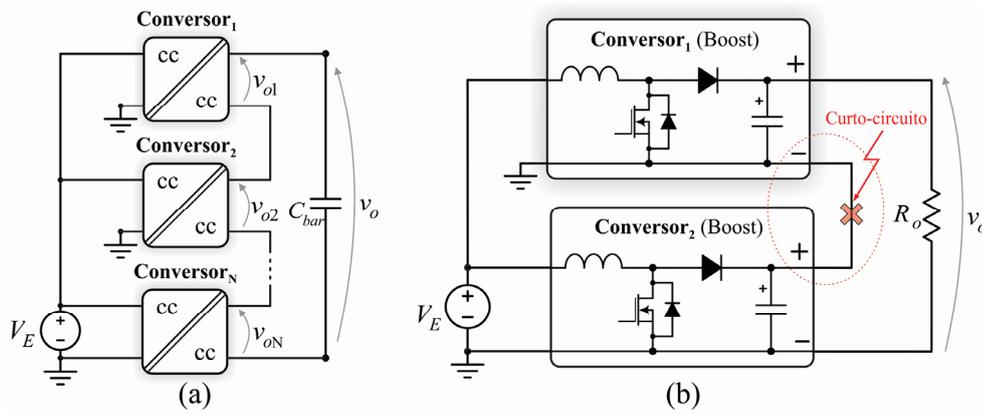


Figura 1.13 - Conexão IPOS. (a) Conversores cc-cc isolados e (b) Conexão proibitiva de dois conversores cc-cc Boost clássicos não-isolados.

A Figura 1.14 utiliza fontes de tensão para ilustrar a saída dos conversores cc-cc não-isolados empregados na proposta descrita, visando elucidar as diferenças entre: (a) conexão diferencial clássica para subtrair os níveis médios das tensões de saída dos conversores associados (inversor) e (b) conexão diferencial aqui apresentada para somar os níveis médios das tensões de saída dos conversores associados (conversor cc-cc elevador). Ressalta-se ainda que em (c) torna-se evidente que a conexão diferencial poderia ser tratada como série apenas no caso em que o terminal comum não fosse conectado ao *GND* do circuito. Conceitualmente, dois componentes são considerados com estando em série apenas quando estão conectados por meio de um nó simples e, como consequência, compartilham a mesma corrente [80], fato não constatado nos circuitos da Figura 1.14 (a) e (b).

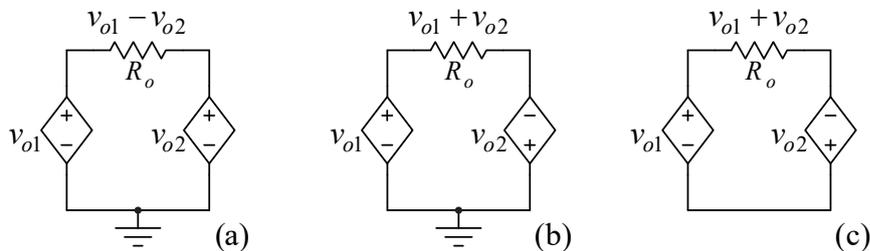


Figura 1.14 – Representação das conexões: (a) diferencial clássica, (b) diferencial de alto ganho e em (c) saídas série.

Vale ainda destacar que, no escopo deste trabalho, a Figura 1.14 (c), cujo terminal comum da fonte de entrada foi removido, pode ser tratada como uma simplificação da Figura 1.14 (b) considerando as idealidades da integração, que dispensariam a necessidade deste

caminho de circulação de corrente. No entanto, os conversores deixariam de operar de modo independente, fato este que voltará a ser abordado e elucidado no item 2.1.1 deste documento.

Por conseguinte, acredita-se que a aplicação dos conceitos discutidos nesta seção despertam uma nova visão acerca da derivação topológica de conversores cc-cc elevadores de alto ganho, conforme será explicitado ao longo do próximo capítulo.

1.4 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

O principal objetivo do estudo apresentado nessa tese de doutorado consiste na proposição de uma metodologia fundamentada na conexão diferencial de dois conversores cc-cc não-isolados cujas amplitudes da tensão de saída tenham polaridades opostas entre si. Assim, propõe-se demonstrar como a derivação de novas topologias de conversores cc-cc elevadores de alto ganho, baseadas na conexão diferencial de conversores básicos, pode transcorrer de forma sistemática. Dessa forma, o objetivo principal desta tese é:

Propor uma nova metodologia para derivação de conversores cc-cc de alto ganho, fundamentada na conexão diferencial de conversores básicos não-isolados aos quais podem ainda ser aplicadas outras técnicas de elevação de tensão.

Secundariamente, o presente estudo visa também contribuir e complementar com as pesquisas no campo das técnicas de elevação de tensão por meio de conversores cc-cc não-isolados, especialmente nas categorias cujas estruturas utilizem dois interruptores ativos para proporcionar elevados ganhos de tensão. Como no atual cenário da eletrônica de potência a maior parte dos conversores cc-cc operam em malha fechada, o presente trabalho visa contribuir também no que diz respeito à modelagem dinâmica dos conversores diferenciais gerados. Para tanto, será introduzida uma técnica que permite modelá-los com base nos circuitos equivalentes de Thévenin dos conversores básicos utilizados na associação. Em suma, os objetivos secundários desta tese são:

- Demonstrar que a concepção de várias topologias já publicadas pode ser enquadrada dentro da metodologia proposta;
- Complementar as pesquisas no campo das técnicas de elevação de tensão por meio de conversores cc-cc;
- Contribuir com a modelagem dinâmica dos conversores diferenciais, utilizando circuitos equivalentes de Thévenin;
- Validar experimentalmente a teoria proposta;
- Gerar documentos técnicos para difusão do conhecimento.

METODOLOGIA PROPOSTA PARA DERIVAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO

Este capítulo apresenta uma visão sistemática da metodologia proposta, iniciando com a definição de um roteiro que elenca um conjunto de procedimentos, com o intuito de explorar a integração de conversores cc-cc não-isolados de forma diferencial para obter conversores cc-cc de alto ganho. Esse roteiro consiste basicamente em:

- i.* Dividir os conversores cc-cc não-isolados em dois grupos, um positivo e outro negativo;
- ii.* Escolher um conversor de cada grupo para desenhar o esquema da conexão diferencial;
- iii.* Redesenhar o circuito considerando que ambos os conversores são alimentados pela mesma fonte de alimentação;
- iv.* Explorar o circuito resultante e analisar as etapas de operação e os caminhos de circulação de corrente, a fim de identificar possíveis elementos redundantes que possam ser simplificados.

O quarto tópico do roteiro é optativo, pois ao final do terceiro tópico vários conversores diferenciais de alto ganho podem ser obtidos, cujos respectivos ganhos de tensão podem ser expressos pela soma das tensões de saída dos conversores usados como base, sendo que ambos os conversores empregados podem ser projetados individualmente.

De modo a elucidar os procedimentos apontados no roteiro previamente descrito, pode-se primeiramente separar os conversores cc-cc clássicos em dois grupos, um positivo e um negativo, sendo essa classificação decorrente da particularidade de cada topologia em apresentar tensão de saída com polaridade igual ou contrária a de entrada, conforme apresentado na Tabela 2-1.

Tabela 2-1: Conversores cc-cc clássicos subdivididos em dois grupos.

Conversores do grupo positivo (característica de: entrada / saída)	Conversores do grupo negativo (característica de: entrada / saída)
<i>Boost</i> (I / V)	<i>Buck-Boost</i> (V / V)
<i>SEPIC</i> (I / V)	
<i>ZETA</i> (V / I)	<i>Ćuk</i> (I / I)
<i>Buck</i> (V / I)	

Adicionalmente, são apontadas na Tabela 2-1 as características de entrada e de saída, em tensão (V) ou em corrente (I), de cada um dos conversores cc-cc clássicos que a compõe. A presença do conversor *Buck* na Tabela 2-1, bem como sua abordagem neste capítulo, é justificada no sentido de elencar todos os conversores cc-cc clássicos, sabendo-se, porém, que quando integrado aos demais conversores, sua parcela de participação na composição da tensão de saída será pequena devido à sua característica abaixadora em toda a faixa de variação de razão cíclica (D).

Prosseguindo com a abordagem dos tópicos do roteiro, após a seleção de um conversor de cada grupo, a combinação dos respectivos conversores pode ser ilustrada conforme a Figura 2.1, em que cada conversor é desenhado independentemente, com suas saídas posicionadas frente a frente, e com a conexão diferencial de uma carga entre suas saídas. Além de evidenciar a conexão diferencial da carga entre os conversores, essa representação também registra a presença da conexão comum entre os terminais dos conversores e das fontes.

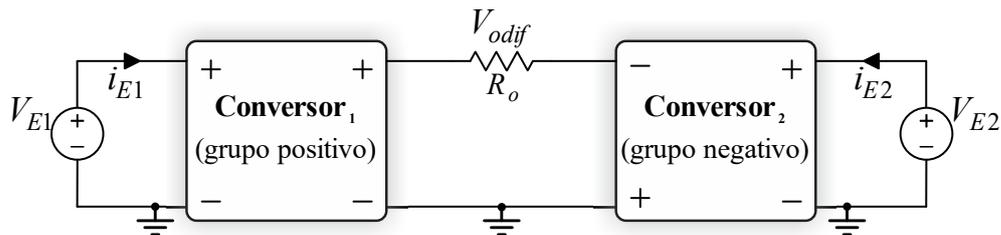


Figura 2.1 – Representação genérica da conexão diferencial de alto ganho.

A partir deste ponto, cabe considerar que ambos os conversores podem ser alimentados por uma única fonte de entrada, afinal, as fontes compartilham a mesma referência e podem ser assumidas como apresentando o mesmo valor, ou seja, $V_{E1} = V_{E2} = V_E$, conforme Figura 2.2. Adicionalmente, os conversores diferenciais de alto ganho também podem ser redesenhados tal como Figura 2.3, evidenciando a disposição dos terminais de entrada e de saída do conversor resultante.

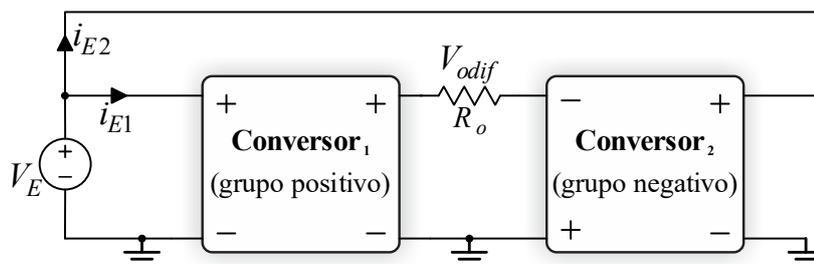


Figura 2.2 - Representação genérica da conexão diferencial de alto ganho fonte única

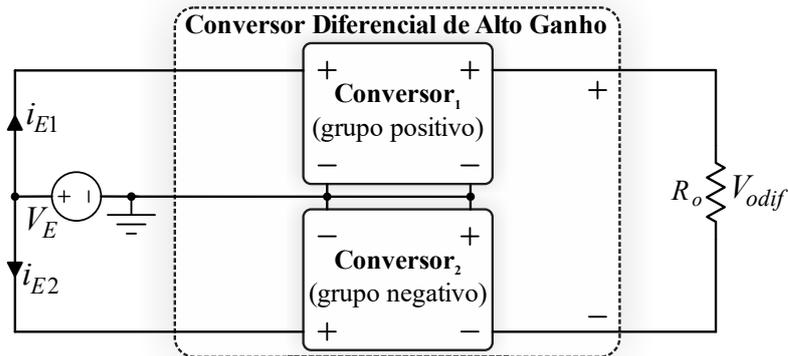


Figura 2.3 – Representação genérica do conversor diferencial resultante.

Conforme destacado na introdução da proposta (seção 1.2), ao considerar a associação de um conversor cc-cc de saída positiva com outro conversor de saída negativa mediante conexão diferencial, a tensão aplicada à carga (V_{odif}) será o resultado da soma das tensões de saída de cada conversor. O detalhamento de cada conversor resultante, bem como o rearranjo de seu circuito e a busca por possíveis simplificações, é tratado gradativamente nas subseções seguintes, abrangendo as possíveis combinações identificadas.

2.1 CONVERSORES DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO BÁSICOS

Esta seção engloba a descrição das oito combinações possíveis dentre os conversores cc-cc clássicos listados na Tabela 2-1. Entretanto, cabem algumas considerações no âmbito das respectivas integrações:

- Os conversores clássicos utilizados como base na integração para obtenção de conversores diferenciais de alto ganho, do ponto de vista estático, podem operar de forma independente, sendo aplicados a seus interruptores comandos idênticos ou distintos, fato que impacta diretamente no ganho estático do conversor resultante;
- As análises realizadas consideram apenas o Modo de Condução Contínua (MCC) dos conversores clássicos, no entanto, os mesmos também podem ser dimensionados para operar no Modo de Condução Descontínua (MCD), o que resultaria em conversor diferencial de alto ganho que também operaria em MCD; Adicionalmente, se considerado o caso em que um dos conversores base opere em MCC e o outro MCD, pode surgir um conversor resultante em um Modo de Condução Parcialmente Contínua (MCPC);
- Uma vez que os conversores utilizados na integração compartilham a mesma corrente de saída, o dimensionamento de seus componentes pode ser realizado de forma independente, baseado na potência de saída e seguindo os procedimentos de projeto aplicados aos conversores base.

2.1.1 Conversor diferencial de alto ganho *boost – buck-boost*

A partir dos três primeiros tópicos do roteiro proposto, o Conversor Diferencial de Alto Ganho (CDAG) *Boost - Buck-Boost*, aqui designado por CDAG-1 pode ser obtido conforme a Figura 2.4 (a) e (b).

Considerando inicialmente que os interruptores S_1 e S_2 são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possuirá dois estágios de operação em MCC, representados respectivamente na Figura 2.4 (c) e (d). A tensão de saída V_{odif} e o ganho estático G_{MCC} podem ser diretamente obtidos a partir de (2.1), sendo que V_{o1} corresponde à tensão de saída do conversor₁ (*Boost*) e V_{o2} à tensão de saída do conversor₂ (*Buck-Boost*).

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} \quad (2.1)$$

$$V_{odif} = \left[V_E \left(\frac{1}{1-D} \right) \right] - \left[-V_E \left(\frac{D}{1-D} \right) \right] = V_E \left(\frac{1+D}{1-D} \right) \quad (2.2)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{1+D}{1-D} \right) \quad (2.3)$$

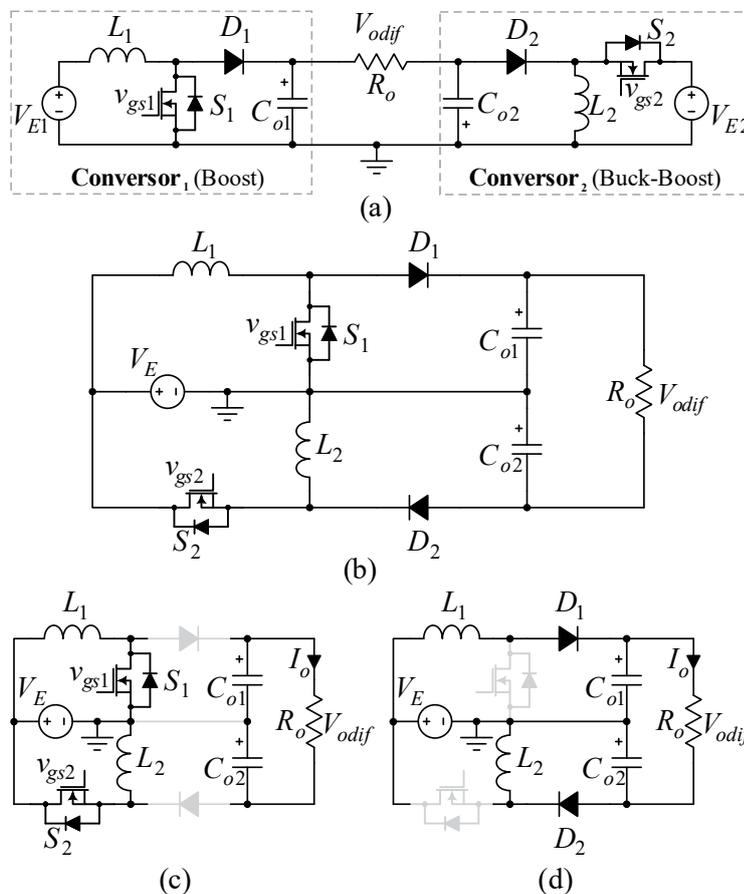


Figura 2.4 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores *Boost* e *Buck-Boost*. (b) CDAG-1. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

A Figura 2.5, por sua vez, demonstra graficamente que o ganho estático (G_{MCC}) do conversor resultante corresponde à soma, em módulo, do ganho de cada conversor ($G1_{MCC}$ e $G2_{MCC}$) utilizado na integração.

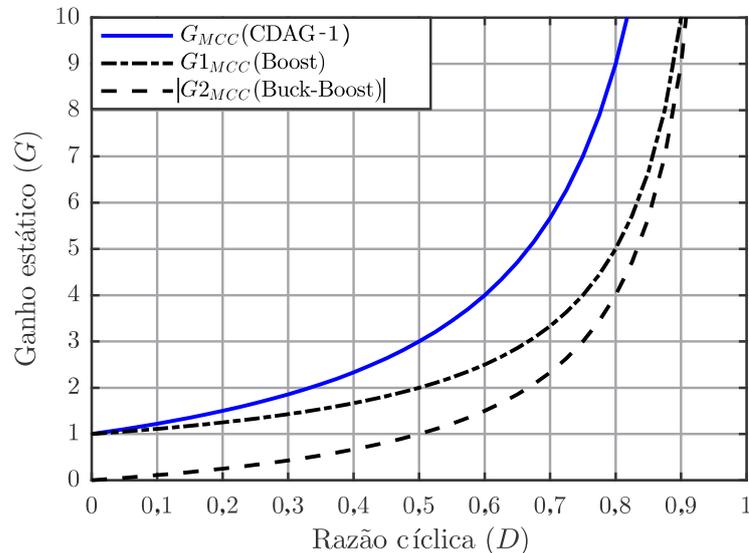


Figura 2.5 – Curvas de ganho estático do CDAG-1 e dos conversores base.

Conforme revelado na Figura 2.4, devido à conexão diferencial, os conversores compartilham a mesma corrente de saída (I_o). No entanto, a Figura 2.5 indica que a parcela de contribuição de tensão de cada conversor base para composição do valor de tensão de saída do conversor resultante é diferente, devido à desigualdade de seus valores de ganho estático para um mesmo valor de razão cíclica. Assim sendo, a potência processada em cada conversor (P_1 e P_2), nesse caso, é distinta. Todavia, como P_1 e P_2 são dependentes dos respectivos valores de ganho estático, pode-se calcular a distribuição da potência processada, tal como:

$$P_o = V_o I_o = P_1 + P_2 \quad (2.4)$$

$$P_1 = V_{o1} I_o \quad (2.5)$$

$$P_2 = V_{o2} I_o \quad (2.6)$$

$$P_{1(\%)} = \frac{P_1}{P_o} = \frac{V_{o1} I_o}{V_{odif} I_o} = \frac{G1_{CCM}}{G_{CCM}} = \frac{1}{1+D} \quad (2.7)$$

$$P_{2(\%)} = \frac{P_2}{P_o} = \frac{V_{o2} I_o}{V_{odif} I_o} = \frac{G2_{CCM}}{G_{CCM}} = \frac{D}{1+D} \quad (2.8)$$

onde $P_{1(\%)}$ e $P_{2(\%)}$ correspondem ao percentual de contribuição de cada conversor na constituição da potência de saída (P_o) processada pelo conversor resultante.

Observando as curvas da Figura 2.6 percebe-se que a parcela maior da potência global é processada pelo conversor₁ (*Boost*), devido à sua superioridade no que diz respeito ao ganho de tensão em relação ao conversor *Buck-Boost*.

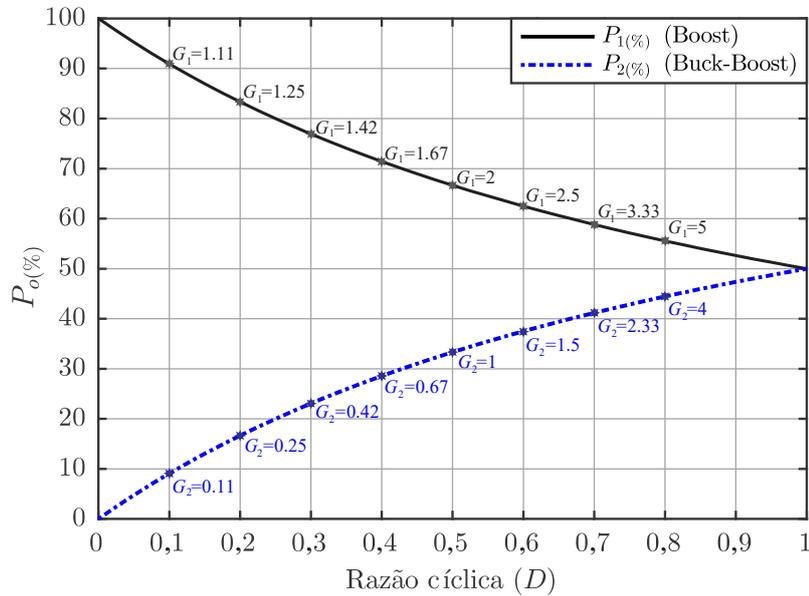


Figura 2.6 – Distribuição da potência processada no CDAG-1.

Os ganhos para diferentes valores de razão cíclica estão indicados sobre as respectivas curvas de distribuição de potência. Essa distribuição desigual de potência não é necessariamente um problema, pois cada conversor pode ser projetado para a potência nominal que irá processar. No entanto, a potência pode ser melhor distribuída utilizando-se diferentes estratégias de comando para os interruptores ativos da estrutura. Por exemplo, é possível comandar os interruptores dos conversores da Figura 2.4 separadamente para que ambos possuam o mesmo valor médio na tensão de saída (2.10). Para que isto ocorra, a razão cíclica de um conversor deve ser escrita em função da razão cíclica do outro, conforme (2.10) e (2.11).

$$|V_{o1}| = |V_{o2}| \quad (2.9)$$

$$D_{BB} = \frac{1}{2 - D_{Boost}} \quad (2.10)$$

$$D_{Boost} = \frac{2D_{BB} - 1}{D_{BB}} \quad (2.11)$$

A equação (2.10) permite a excursão completa da razão cíclica teórica do conversor *Boost*, ou seja, D_{Boost} pode variar de 0 a 1. Já (2.11) delimita a faixa de variação da razão cíclica do conversor *Buck-Boost* (D_{BB}) entre 0,5 e 1, pois do contrário D_{Boost} se tornaria negativa. Deste

modo, o conversor *Buck-Boost* acaba sendo restringido a operar apenas na região elevadora de tensão, em que idealmente pode replicar o ganho de tensão do conversor *Boost*. A equação do ganho estático do conversor resultante com balanceamento de potência ($G_{MCC_Balanceado}$) pode ser obtida em função da razão cíclica do conversor *Boost*:

$$G_{MCC} = \frac{1}{1-D_{Boost}} + \frac{D_{BB}}{1-D_{BB}} \quad (2.12)$$

$$G_{MCC_Balanceado} = \frac{1}{1-D_{Boost}} + \frac{\frac{1}{2-D_{Boost}}}{1-\left(\frac{1}{2-D_{Boost}}\right)} = \frac{2}{1-D_{Boost}} \quad (2.13)$$

O ganho estático $G_{MCC_Balanceado}$ de (2.13) é igual ao dobro do ganho de um conversor *Boost* convencional, validando a hipótese de que ambos conversores processam potências iguais. As curvas teóricas apresentadas na Figura 2.7 demonstram um aumento em relação ao ganho estático anteriormente apresentado em (2.3). Observando ainda a equação (2.13), cabe salientar que apesar dos interruptores S_1 e S_2 serem comandados separadamente, apenas uma variável (D_{Boost}) é alterada de forma independente, pois D_{BB} é resultado da variação de D_{Boost} , conforme apontado em (2.11).

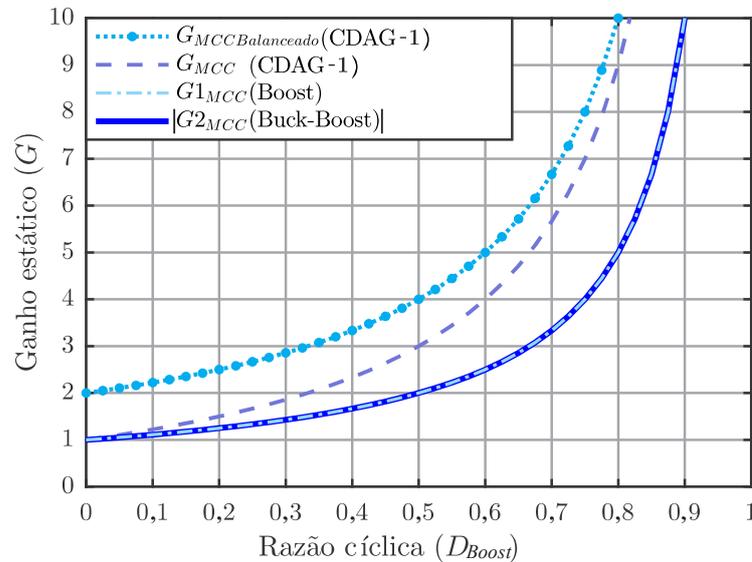


Figura 2.7– Curvas de ganho estático do CDAG-1 com e sem balanceamento de potência e curvas de ganho estático dos conversores base *Boost* e *Buck-Boost*.

Além da estratégia de comando já apresentada para balanceamento de potência dos conversores que compõe o conversor diferencial, convém ainda apontar a possibilidade de

aplicar comandos independentes e defasados aos conversores, de modo a reduzir a ondulação de tensão da saída diferencial. Isso ocorre porque ao defasar os pulsos de comando em 180° , as ondulações de tensão nos respectivos capacitores de saída também acabam sendo deslocadas, contribuindo para que a ondulação percebida na saída diferencial V_{odif} seja reduzida. Assim, o critério de ondulação desejado para a tensão de saída V_{odif} pode ser alcançado utilizando menores valores de capacitância.

A Figura 2.8 traz uma representação da redução da ondulação de tensão desconsiderando o balanceamento de potência, em que os pulsos de comando aplicados aos interruptores S_1 e S_2 possuem o mesmo valor de razão cíclica (D), mas com defasagem (ϕ) nula (a) e de 180° (b). Em ambas figuras a tensão negativa da saída do conversor₂ (V_{o2}) está representada na parte positiva do gráfico, para facilitar a representação; logo V_{odif} consiste na soma de V_{o1} e V_{o2} .

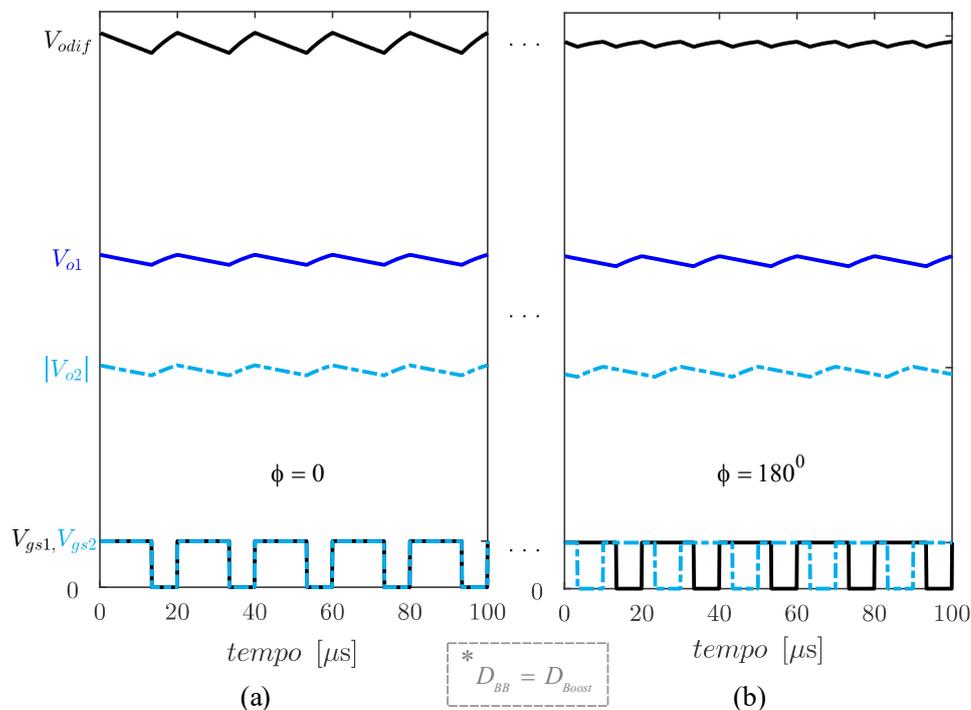


Figura 2.8 – Ilustração da ondulação de tensão V_{odif} . (a) comandos idênticos e $\phi=0^\circ$. (b) comandos com mesmo valor de razão cíclica e $\phi=180^\circ$.

Por sua vez, a Figura 2.9 exibe uma representação da tensão diferencial considerando o balanço de potência, onde o pulso de comando do interruptor S_2 é dependente de S_1 , tendo em vista a equiparação do ganho estático dos conversores empregados e conseqüentemente das amplitudes das tensões de saídas V_{o1} e V_{o2} . Novamente, considera-se defasagem (ϕ) nula (a) e de 180° (b). Conforme retratam as ilustrações da Figura 2.8 e Figura 2.9, é possível atenuar a ondulação da tensão de saída quando considerada a defasagem de 180° para os pulsos de comando.

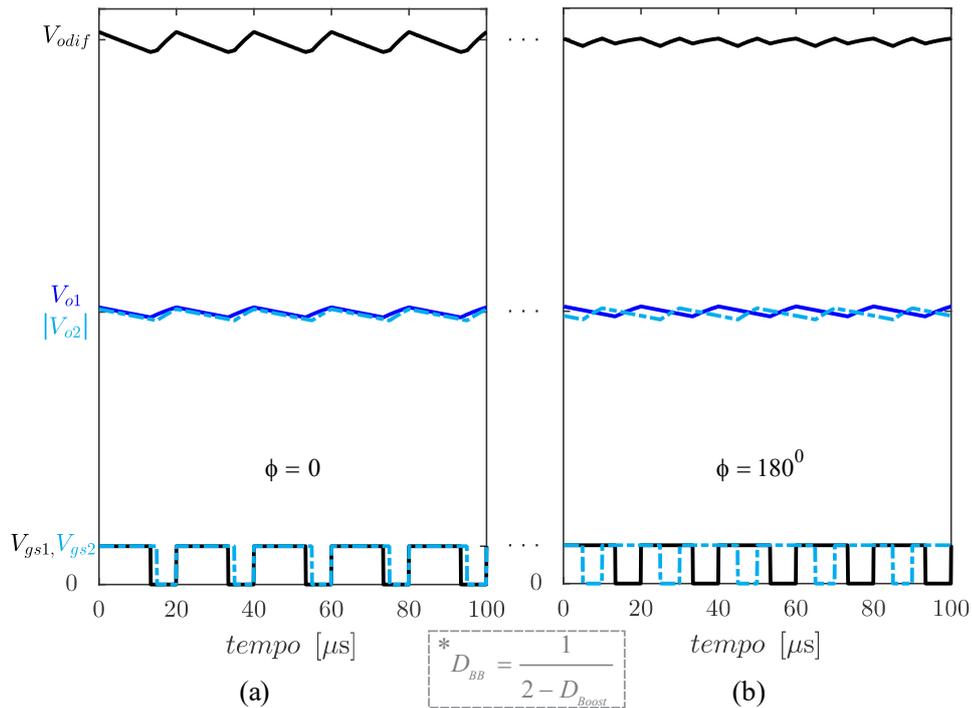


Figura 2.9 – Ilustração da ondulação de tensão da saída V_{odif} . (a) comando S_2 dependente de S_1 para balanço de potência e $\phi=0^\circ$. (b) comando S_2 dependente de S_1 e $\phi=180^\circ$.

Além do exposto, é possível, ainda, investigar o conversor diferencial resultante buscando-se simplificá-lo, conforme sugere a etapa 4 do roteiro da metodologia proposta. Tal análise baseia-se na estratégia de comando único aos interruptores S_1 e S_2 e pode ser iniciada observando os estados topológicos da Figura 2.4 (c) e (d), de onde se verifica a operação simultânea dos diodos D_1 e D_2 , bem como dos interruptores S_1 e S_2 . Durante a primeira etapa de operação, os diodos estão bloqueados e os interruptores aptos a conduzir. Por outro lado, na segunda etapa, os diodos entram em condução e os interruptores são bloqueados. A Figura 2.10 retrata as etapas descritas, porém propondo uma primeira simplificação que remove o ramo entre o ponto médio dos capacitores e o terminal comum. Esta simplificação é motivada pela observação de que durante a primeira etapa de operação este caminho de corrente não é utilizado e de que durante a segunda etapa de operação as correntes de saída e de carga dos capacitores continuam tendo um caminho de circulação, mesmo com a remoção da conexão mencionada.

Mediante a simplificação estabelecida na Figura 2.10, fica evidente que os capacitores C_{o1} e C_{o2} tornam-se conectados em série e podem ser substituídos por um capacitor equivalente. Além disso, percebe-se que não há necessidade de utilizar os dois diodos do circuito original, pois ambos conduzem e bloqueiam simultaneamente. Deste modo, considerando todas as simplificações mencionadas, o circuito do CDAG-1 pode ser reduzido conforme demonstrado na Figura 2.11.

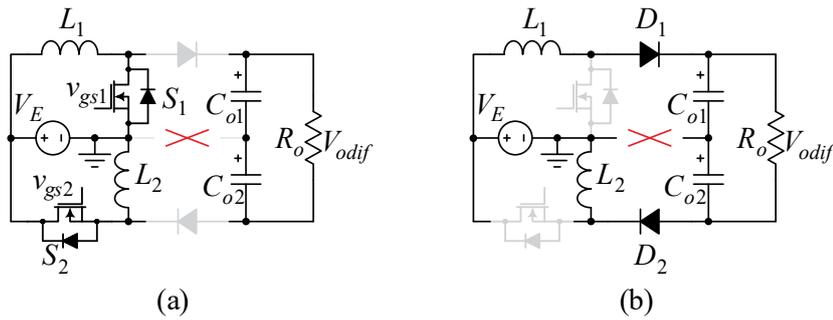


Figura 2.10 - Etapas de operação do CDAG-1 expondo a remoção entre o ponto médio dos capacitores e o terminal comum. (a) Etapa de operação I. (b) Etapa de operação II.

Não por acaso, a estrutura da Figura 2.11 sintetizada a partir da metodologia proposta, revela uma topologia já conhecida na literatura. Esta topologia foi inicialmente proposta em 2009 [40], sendo que os autores apresentam uma nova rede, em que os indutores são carregados em série e descarregados em paralelo, fundamentados em um circuito com uma célula passiva de indutor chaveado [32]. No entanto, os proponentes não revelam a origem da nova rede de indutores, a qual aparece posteriormente na literatura nomeada como rede ativa de indutor chaveado (*A-SL*, do inglês *Active Switched Inductor*). A referida rede *A-SL* é exatamente a estrutura derivada a partir da metodologia proposta no presente trabalho, apenas redesenhada, conforme pode se perceber comparando a Figura 2.11 e a Figura 2.12.

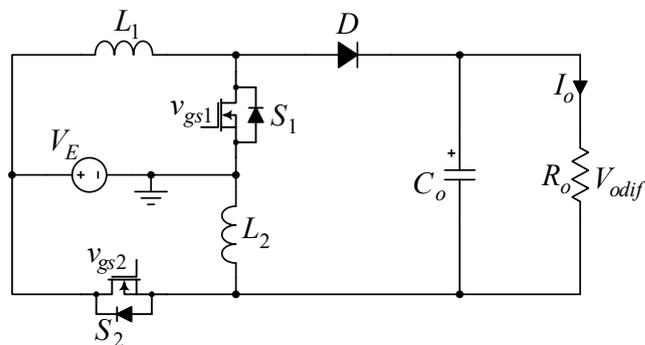


Figura 2.11 – Circuito simplificado do CDAG-1.

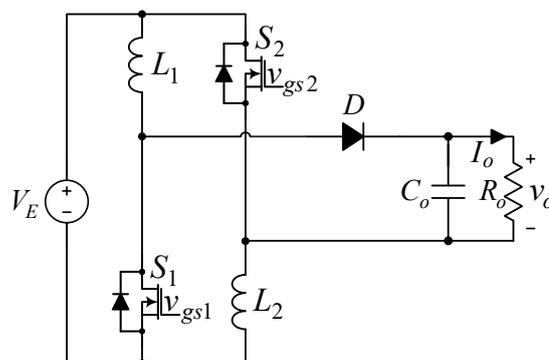


Figura 2.12 – Primeiro conversor publicado com célula *A-SL*: *Converter I* [40].

Esta constatação de igualdade entre as estruturas, evidencia o fato de que várias das novas topologias [40], [43], [71], [72], [81]–[83] que vêm sendo propostas na literatura têm um forte vínculo com os conversores clássicos e com a rede A - SL , podendo ser enquadrados de modo sistemático dentro da metodologia aqui apresentada.

De modo a ampliar a discussão a respeito deste conversor e também identificar os efeitos naturais causados pela simplificação demonstrada, cabe registrar que os autores de [40] analisaram este conversor considerando que os dois indutores possuíam exatamente o mesmo valor de indutância, que as capacitâncias parasitas dos dois interruptores poderiam ser negligenciadas e que ambos os interruptores apresentavam a mesma velocidade de chaveamento. No entanto, sabe-se que estas suposições possuem limitações práticas e são válidas apenas idealmente. No cenário prático, por exemplo, as indutâncias dos indutores L_1 e L_2 podem ser assumidas como levemente diferentes. Como estes indutores são conectados em paralelo com a fonte de alimentação durante a primeira, suas correntes crescerão com taxas distintas, assim, ao serem colocados em série na segunda etapa, certamente acarretarão sobretensões que podem ser destrutivas aos interruptores (na abertura dos interruptores, os indutores se comportam como fontes de correntes de valores distintos em série).

De modo pertinente, em 2015 foi publicado um estudo propondo o grampeamento passivo “sem perdas” (*Passive Lossless Clamping*) [82] do conversor proposto por [40]. Neste estudo os autores exaltam que o conversor tem uma exigência estrita da consistência dos parâmetros e propõe a adição de dois componentes ao circuito, um diodo e um capacitor, de modo a oferecer um caminho alternativo para as desigualdades de corrente e, assim, harmonizar a tensão aplicada aos interruptores durante sua abertura. A Figura 2.13 retrata a solução proposta em [82], com os componentes adicionados em destaque.

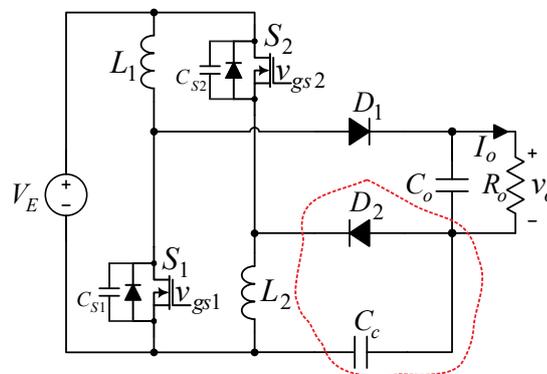


Figura 2.13 - Conversor A - SL melhorado com grampeamento passivo [82].

Inevitavelmente, a adição de um diodo e de um capacitor à estrutura acaba despertando uma reflexão no sentido de que os elementos de circuito removidos do CDAG-1 com a

simplificação da Figura 2.10 precisam ser devolvidos, pois as considerações adotadas esbarram nos limites de fabricação dos componentes. Assim, apesar de a redução ser possível, há de se verificar se é vantajosa, uma vez que a eliminação de componentes e caminhos de circulação de corrente é pautada na operação idealizada da topologia e pode resultar em descontinuidades de tensão ou de corrente, além de restringir a versatilidade em relação aos pulsos de comando, conforme exposto anteriormente.

Mediante o exposto, é notório que a metodologia proposta remete a uma percepção aprofundada da estrutura derivada, não somente por demonstrar claramente a origem do conversor A-SL [40], mas também por identificar que algumas de suas limitações são simplesmente fruto da tentativa de reduzir alguns elementos de seu circuito, os quais acabam por ser devolvidos à estrutura por reivindicação da natureza dos conversores.

2.1.2 Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost* – *Ćuk*

O Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost* – *Ćuk* (CDAG-2) pode ser obtido por meio da metodologia proposta, empregando os referidos conversores conforme ilustra a Figura 2.14. Considerando inicialmente que os interruptores S_1 e S_2 são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possuirá dois estágios de operação em MCC, representados respectivamente na Figura 2.14 (c) e (d).

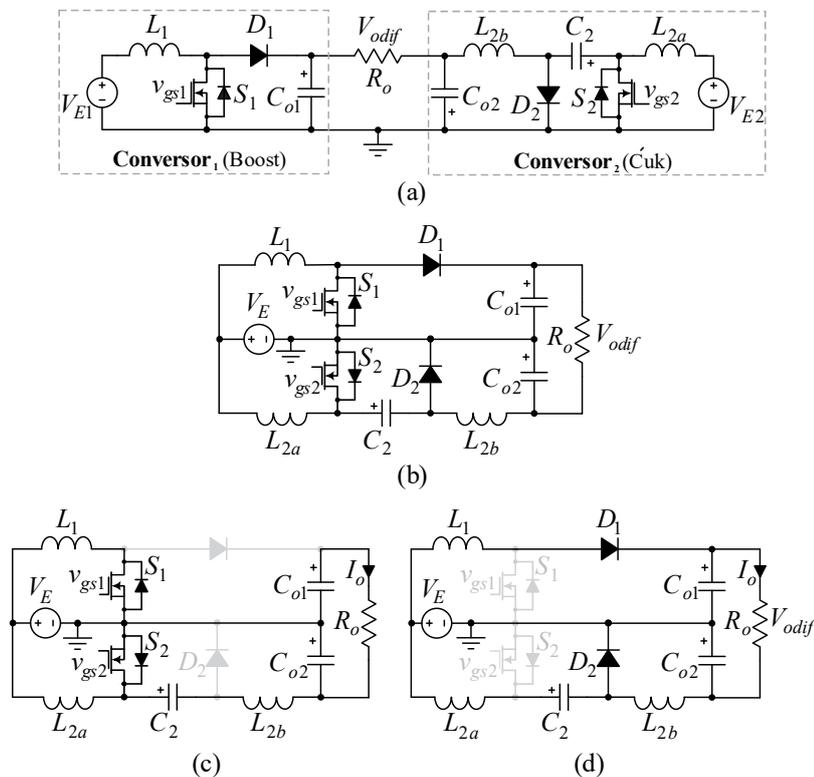


Figura 2.14 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores *Boost* e *Ćuk*. (b) CDAG-2 (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

A tensão de saída V_{odif} (2.14) e o ganho estático G_{MCC} (2.15) resultante da combinação realizada, podem ser diretamente obtidos, conforme (2.1) e (2.2), realizando-se a subtração das difundidas expressões de cada conversor, de modo que V_{o1} corresponde à tensão de saída do conversor₁ (*Boost*) e V_{o2} tensão de saída do conversor₂ (*Ćuk*). Obviamente, as equações da tensão de saída e do ganho estático do CDAG-2 serão idênticas às do CDAG-1, afinal o ganho estático teórico do conversor *Ćuk* é idêntico ao do conversor *Buck-Boost*. Logo, as curvas de ganho estático associadas ao CDAG-2, apresentadas na Figura 2.15, também são idênticas às da Figura 2.5, referentes ao CDAG-1. Neste sentido, a distribuição de potência processada do CDAG-2 também segue o mesmo comportamento do conversor CDAG-1, de modo que a mesma estratégia pode ser utilizada para realizar o balanço de potência.

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} = V_E \left(\frac{1}{1-D} - \frac{-D}{1-D} \right) = V_E \left(\frac{1+D}{1-D} \right) \quad (2.14)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{1+D}{1-D} \right) \quad (2.15)$$

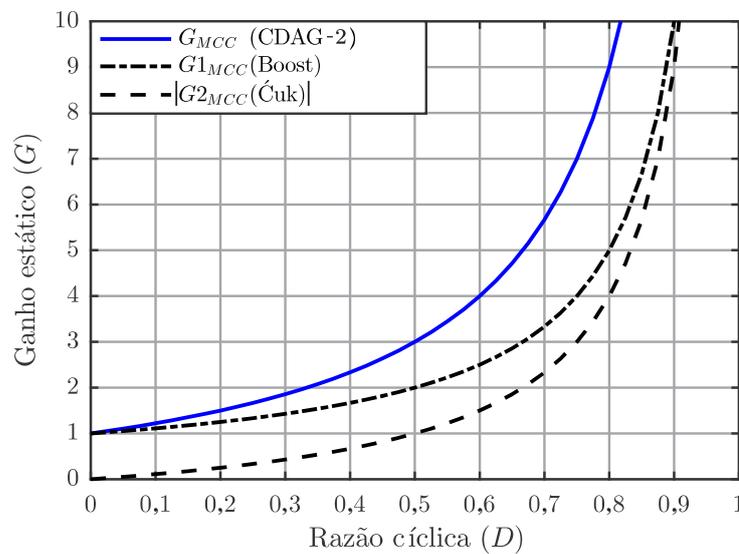


Figura 2.15 - Curvas de ganho estático do CDAG-2 e dos conversores base.

Apesar das semelhanças destacadas, o conversor resultante CDAG-2 se diferencia no quesito entrada em corrente, característica herdada dos conversores base que o compõe. Desta forma, a defasagem dos pulsos de comando pode ser explorada como uma forma de reduzir a ondulação da corrente de entrada deste conversor. Além disso, nenhuma simplificação foi identificada, pois a remoção de um dos diodos e da conexão comum entre os capacitores de saída comprometeriam o caminho de circulação de corrente do indutor de saída do conversor *Ćuk* durante a primeira etapa de operação e também inviabilizaria a segunda etapa.

2.1.3 Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC* - *Buck-Boost*

O Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC*-*Buck-Boost* (CDAG-3) pode ser obtido empregando-se os referidos conversores, conforme ilustra a Figura 2.16. Considerando inicialmente que os interruptores S_1 e S_2 são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possuirá dois estágios de operação em MCC, representados respectivamente na Figura 2.16 (c) e (d).

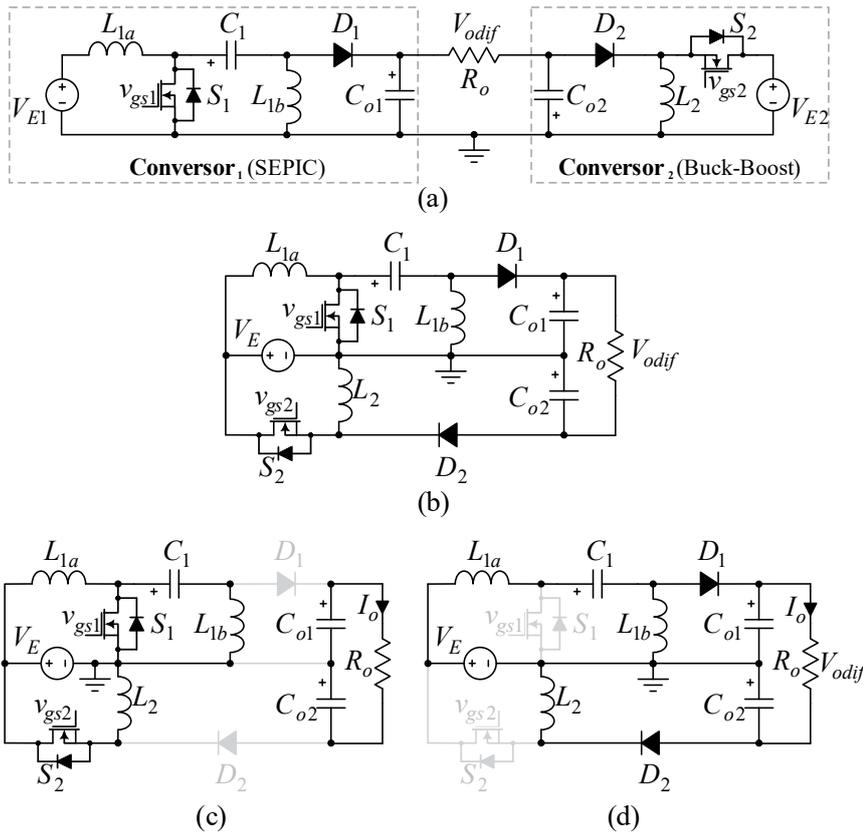


Figura 2.16 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores *SEPIC* e *Buck-Boost*. (b) CDAG-3. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

A tensão de saída V_{odif} (2.16) e o ganho estático G_{MCC} (2.17) resultante da combinação realizada, podem ser diretamente obtidos a partir de (2.1) e (2.2), realizando a subtração das difundidas expressões de cada conversor, de modo que V_{o1} corresponde à tensão de saída do conversor₁ (*SEPIC*) e V_{o2} tensão de saída do conversor₂ (*Buck-Boost*):

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} = V_E \left(\frac{D}{1-D} - \frac{-D}{1-D} \right) = V_E \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.16)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.17)$$

Como ambos conversores empregados na integração são abaixadores e elevadores, o conversor resultante CDAG-3 conserva essa característica. No entanto, sua capacidade elevadora acaba sendo relativamente potencializada, conforme demonstram as curvas da Figura 2.17, em que o ganho estático do conversor resultante (G_{MCC}) é proveniente da soma, em módulo, do ganho dos conversores ($G1_{MCC}$ e $G2_{MCC}$).

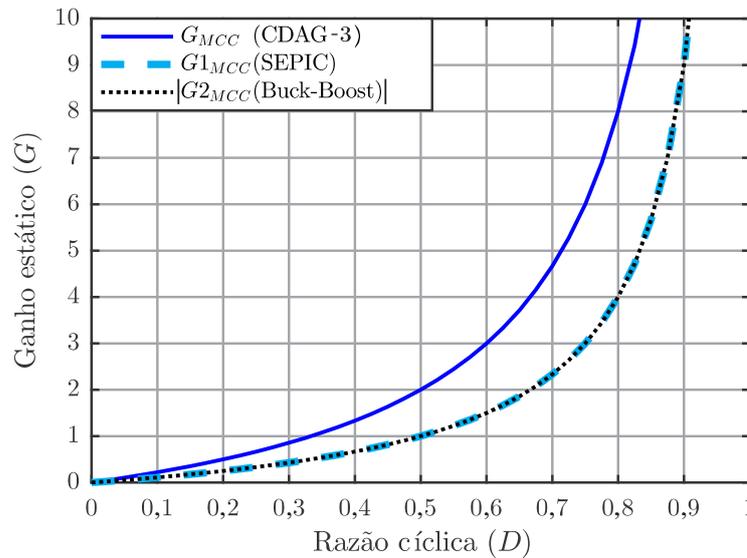


Figura 2.17 - Curvas de ganho estático do CDAG-3 e dos conversores base.

Tal como representado na Figura 2.17, os conversores utilizados nesta conexão diferencial possuem, em módulo, o mesmo ganho estático. Considerando a estratégia de comando único adotada, a distribuição de potência no circuito resultante é naturalmente equilibrada de modo que cada conversor processe metade da potência da estrutura resultante. Apesar do CDAG-3 não demandar da estratégia para o balanço de potência, a defasagem dos pulsos de comando para redução da ondulação da tensão de saída ainda pode ser empregada tal como descrito para o CDAG-1.

Adicionalmente, também é possível investigar o conversor diferencial resultante CDAG-3, buscando-se simplificar seu circuito, conforme sugere a etapa 4 do roteiro da metodologia proposta. Novamente, considerando-se a aplicação de comando único, pode ser detectada a operação simultânea dos interruptores S_1 e S_2 e dos diodos D_1 e D_2 durante as duas etapas de operação do conversor. A Figura 2.18 (a) e (b) retrata a eliminação do caminho de corrente conectado ao ponto comum entre os capacitores de saída. Esta simplificação baseia-se na consideração de que durante a primeira etapa de operação, esse caminho de corrente não é utilizado e que durante a segunda etapa de operação, mesmo com a alteração ilustrada, existe um caminho alternativo para circulação das correntes dos indutores do circuito. A partir da

remoção apontada, é possível simplificar a estrutura removendo o diodo D_2 e utilizando apenas um capacitor de saída conforme Figura 2.18 (c) e (d). Entretanto, é importante ressaltar que o circuito simplificado passa a operar como uma estrutura única e as restrições identificadas para o conversor CDAG-1 também passam a ser conjecturadas para esta topologia.

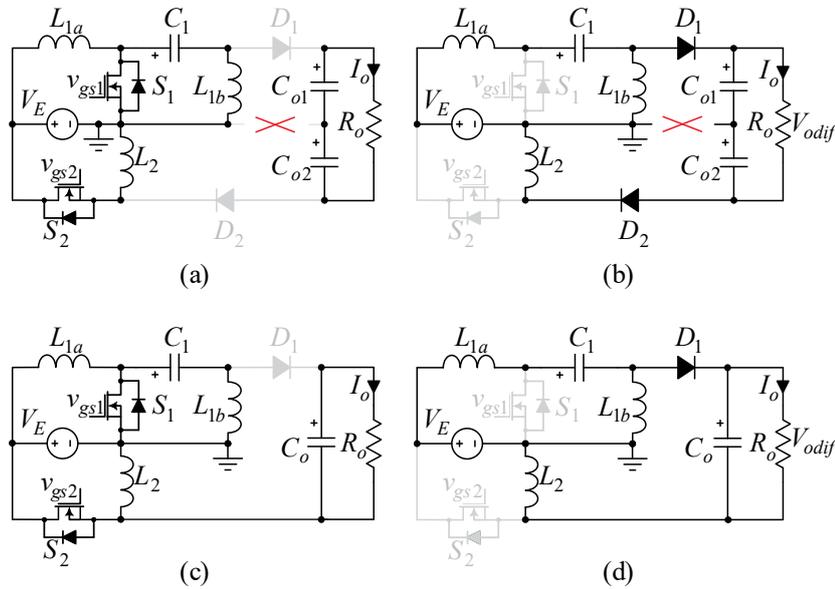


Figura 2.18 - Simplificação do CDAG-3. (a) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação I e (b) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação II. (c) Primeira etapa de operação do conversor simplificado e (d) Segunda etapa de operação do conversor simplificado.

2.1.4 Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC* - *Ćuk*

O Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC* - *Ćuk* (CDAG-4) pode ser obtido empregando-se os referidos conversores, conforme ilustra a Figura 2.19. Considerando inicialmente que os interruptores S_1 e S_2 são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possuirá dois estágios de operação em MCC, representados respectivamente na Figura 2.19 (c) e (d).

A tensão de saída V_{odif} (2.18) e o ganho estático G_{MCC} (2.19) resultante da combinação realizada podem ser diretamente obtidos substituindo-se expressões de cada conversor, de modo que V_{o1} corresponde à tensão de saída do conversor₁ (*SEPIC*) e V_{o2} tensão de saída do conversor₂ (*Ćuk*).

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} = V_E \left(\frac{D}{1-D} - \frac{-D}{1-D} \right) = V_E \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.18)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.19)$$

Obviamente, as equações da tensão de saída e do ganho estático do CDAG-4 são idênticas as do CDAG-3, afinal o ganho estático teórico dos conversores são idênticos. Logo, as curvas de ganho estático associadas ao CDAG-4, apresentadas na Figura 2.20, também são idênticas às da Figura 2.17. A distribuição de potência, por sua vez, é naturalmente equilibrada no circuito de modo que cada conversor processa metade da potência da estrutura resultante.

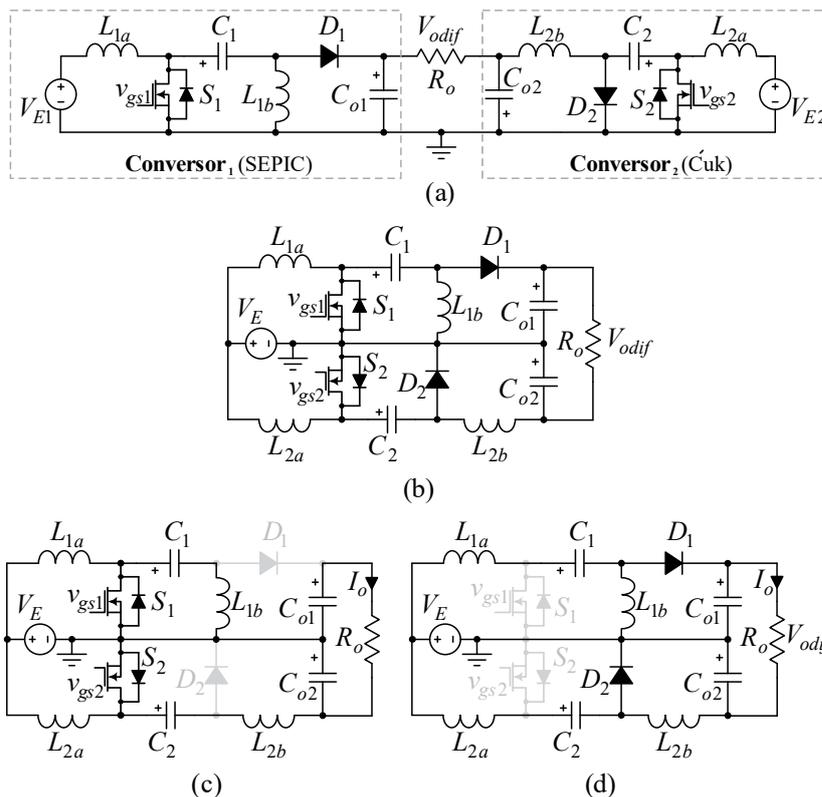


Figura 2.19 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores *SEPIC* e *Ćuk*. (b) CDAG-4. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

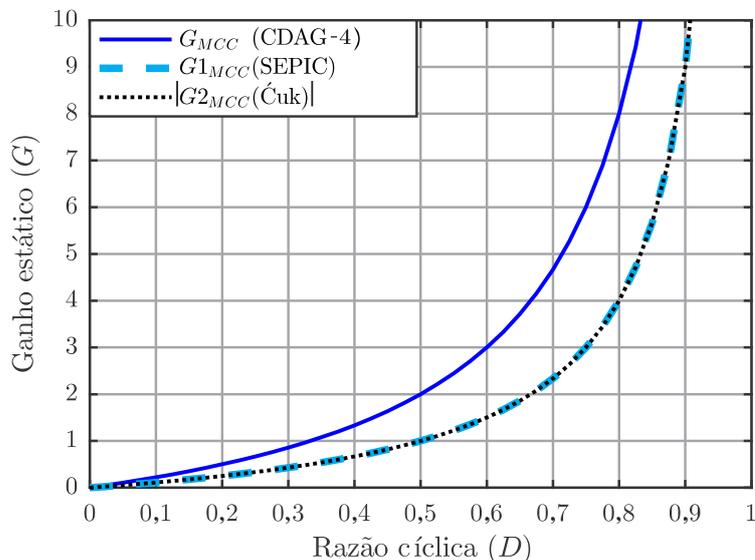


Figura 2.20 - Curvas de ganho estático do CDAG-4 e dos conversores base.

Como o conversor resultante CDAG-4 é constituído por dois conversores com características de entrada em corrente, a defasagem dos pulsos de comando também pode ser explorada como uma forma de reduzir a ondulação da corrente de entrada deste conversor. Nenhuma simplificação foi identificada, pois a remoção de um dos diodos e da conexão comum entre os capacitores de saída comprometeriam o caminho de circulação de corrente do indutor de saída do conversor *Cúk* durante a primeira etapa de operação e também inviabilizaria a segunda etapa de operação.

2.1.5 Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA - Buck-Boost

O Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA- Buck-Boost (CDAG-5) pode ser obtido empregando-se os referidos conversores, conforme ilustra a Figura 2.21. Considerando inicialmente que os interruptores S_1 e S_2 são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possui dois estágios de operação em MCC, representados respectivamente na Figura 2.21 (c) e (d).

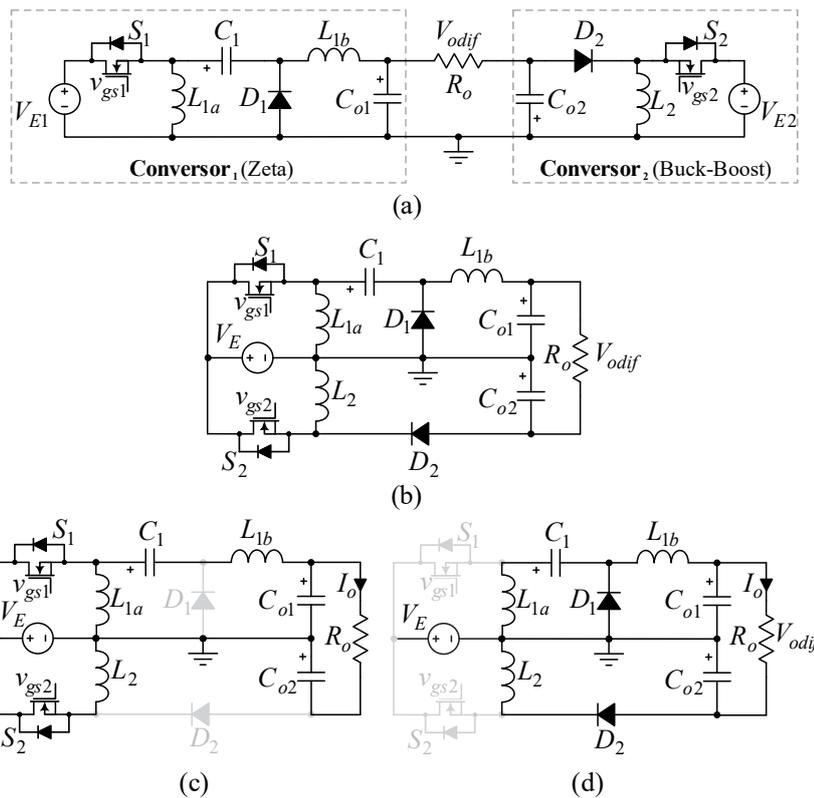


Figura 2.21 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores ZETA e Buck-Boost. (b) CDAG-5. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

A tensão de saída V_{odif} (2.20) e o ganho estático G_{MCC} (2.21) resultante da combinação realizada podem ser diretamente obtidos realizando-se a subtração das expressões de cada conversor, de modo que V_{o1} corresponde à tensão de saída do conversor₁ (ZETA) e V_{o2} tensão

de saída do conversor₂ (*Buck-Boost*). Obviamente, as equações da tensão de saída e do ganho estático do CDAG-5 são idênticas às dos CDAG anteriormente obtidos pela integração de conversores base que são capazes de operar tanto como abaixadores quanto como elevadores. Logo, as curvas de ganho estático associadas ao CDAG-5 e apresentadas na Figura 2.22 também são idênticas às das estruturas correlatas. A distribuição de potência também é naturalmente equilibrada no circuito, de modo que cada conversor processa metade da potência da estrutura resultante.

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} = V_E \left(\frac{D}{1-D} - \frac{-D}{1-D} \right) = V_E \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.20)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.21)$$

O conversor resultante CDAG-5 também é capaz de operar como abaixador ou elevador. No entanto, sua capacidade elevadora acaba sendo relativamente potencializada, conforme demonstram as curvas da Figura 2.22, em que o ganho estático do conversor resultante (G_{MCC}) é proveniente da soma, em módulo, do ganho dos conversores (G_{1MCC} e G_{2MCC}).

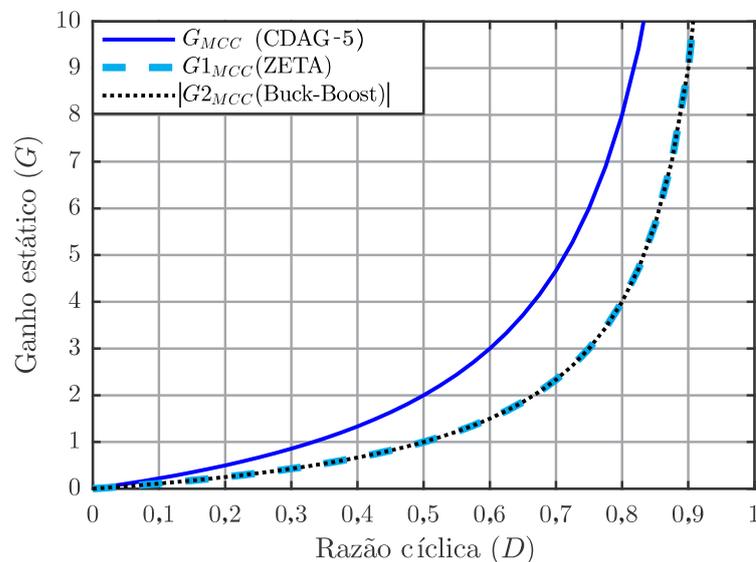


Figura 2.22 - Curvas de ganho estático do CDAG-5 e dos conversores base.

Não foi possível encontrar simplificações para a estrutura do CDAG-5, pois a remoção de um dos diodos e da conexão comum entre os capacitores de saída comprometeriam o caminho de circulação de corrente do indutor de saída do conversor *ZETA* durante a primeira etapa de operação.

2.1.6 Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA-Ćuk

O Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA-Ćuk (CDAG-6) pode ser obtido a partir referidos conversores, tal como ilustra a Figura 2.23. Considerando inicialmente que os interruptores S_1 e S_2 são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possuirá dois estágios de operação em MCC, representados respectivamente na Figura 2.23 (c) e (d).

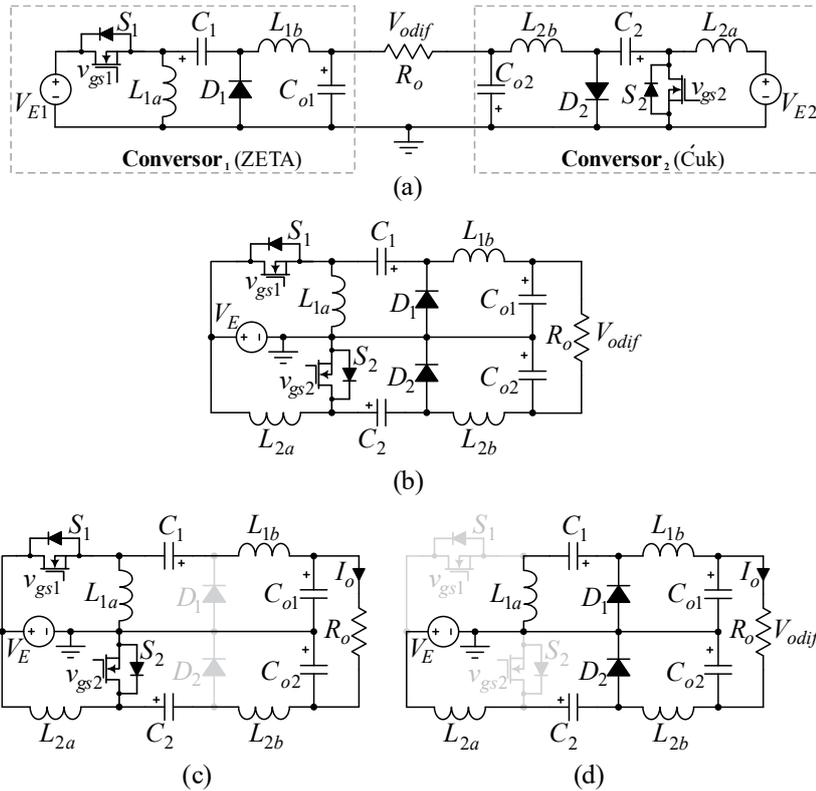


Figura 2.23 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores ZETA e Ćuk. (b) CDAG-6 (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

A tensão de saída V_{odif} (2.22) e o ganho estático G_{MCC} (2.23) resultante da combinação realizada, podem ser diretamente obtidos da subtração das expressões de cada conversor, de modo que V_{o1} corresponde à tensão de saída do conversor₁ (ZETA) e V_{o2} à tensão de saída do conversor₂ (Ćuk).

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} = V_E \left(\frac{D}{1-D} - \frac{-D}{1-D} \right) = V_E \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.22)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{2D}{1-D} \right) \quad (2.23)$$

Evidentemente, as equações da tensão de saída e do ganho estático do CDAG-6 são idênticas as dos CDAG anteriormente obtidos pela integração de conversores base que são capazes de operar tanto como abaixadores quanto como elevadores. Logo, as curvas de ganho

estático associadas ao CDAG-6, apresentadas na Figura 2.24, também são idênticas às das outras estruturas semelhantes. A distribuição de potência também é naturalmente equilibrada neste circuito, de modo que cada conversor processa metade da potência total da estrutura resultante.

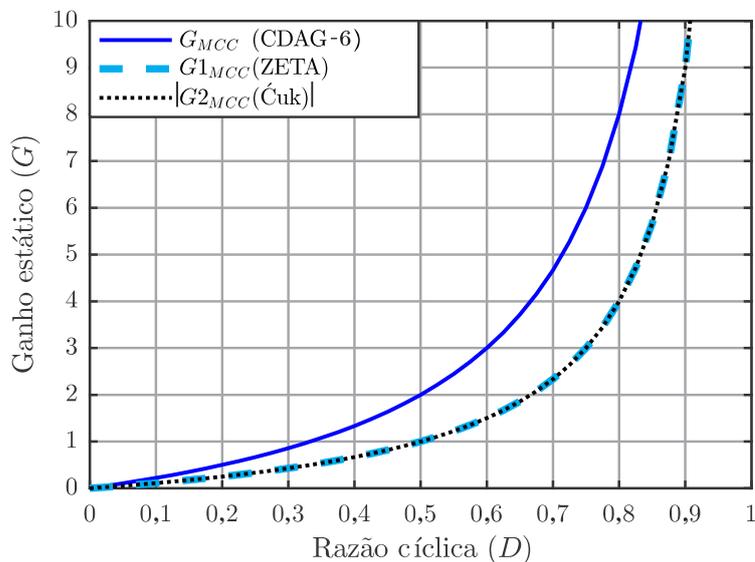


Figura 2.24 - Curvas de ganho estático do CDAG-6 e dos conversores base.

Prosseguindo com a análise da estrutura resultante é possível explorá-la, conforme a Figura 2.25, analisando os caminhos de circulação de corrente e a comutação de seus semicondutores, buscando por possíveis elementos redundantes a fim de simplificar o circuito.

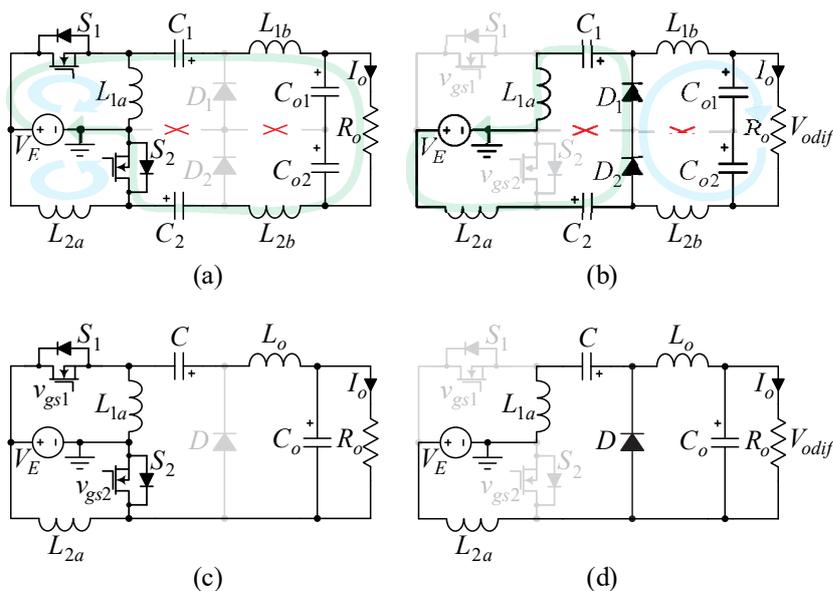


Figura 2.25 - Simplificação do CDAG-6. (a) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação I e (b) Remoção da conexão comum dos capacitores de saída na etapa de operação II. (c) Primeira etapa de operação do conversor simplificado e (d) Segunda etapa de operação do conversor simplificado.

A Figura 2.25 (a) e (b) ilustra a existência de um caminho alternativo para circulação de corrente em todos os indutores do circuito e também para suprir a carga conectada de modo diferencial, mesmo removendo-se a conexão comum que interliga os capacitores C_{o1} e C_{o2} e os diodos D_1 e D_2 com o GND. Considerando a remoção das conexões ilustradas é possível identificar vários componentes que podem ser combinados ou até mesmo eliminados. Desta forma, os dois capacitores de saída podem ser substituídos por um único capacitor C_o , os dois indutores de saída podem ser substituídos por um único indutor L_o . Além disso, um dos diodos pode ser eliminado, pois ambos estão em série nas duas etapas de operação, e os capacitores C_1 e C_2 também podem ser substituídos por um único capacitor C . O conversor simplificado é mostrado na Figura 2.25 (c) e (d) e seu ganho estático ideal é idêntico ao do conversor completo da Figura 2.23. Vale destacar, porém, que essa simplificação aponta para a exigência de consistência entre os valores dos parâmetros reais do conversor, podendo haver esforços de tensão elevados nos semicondutores durante seu bloqueio, caso exista diferenças paramétricas.

2.1.7 Conversor Diferencial *Buck - Buck-Boost*

No sentido de abranger todos os conversores cc-cc clássicos com a metodologia proposta, o conversor *Buck* é combinado nesta seção juntamente com um conversor *Buck-Boost*, sabendo-se porém, que quando integrado aos demais conversores, sua parcela de participação na composição da tensão de saída será pequena devido à sua característica abaixadora de tensão. Por isso, o conversor resultante desta integração não será rotulado como um Conversor Diferencial de Alto Ganho (CDAG), mas somente Conversor Diferencial *Buck - Buck-Boost* (CD-1). Este conversor pode ser obtido empregando-se os referidos conversores, conforme ilustrado na Figura 2.26 (a) e (b). Considerando inicialmente que os interruptores S_1 e S_2 são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possuirá dois estágios de operação em MCC, representados na Figura 2.26 (c) e (d).

A tensão de saída V_{odif} (2.24) e o ganho estático G_{MCC} (2.25) resultante da combinação realizada, podem ser diretamente obtidos realizando a subtração das expressões da tensão de saída de cada conversor, de modo que V_{o1} corresponde à tensão de saída do conversor₁ (*Buck*) e V_{o2} à tensão de saída do conversor₂ (*Buck-Boost*).

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} = V_E \left(D - \frac{-D}{1-D} \right) = V_E \left(\frac{D(2-D)}{1-D} \right) \quad (2.24)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{D(2-D)}{1-D} \right) \quad (2.25)$$

As curvas da Figura 2.27 demonstram o comportamento teórico do ganho estático em função da razão cíclica D , onde o ganho estático do conversor resultante (G_{MCC}) é proveniente da soma, em módulo, do ganho dos conversores *Buck* ($G1_{MCC}$) e *Buck-Boost* ($G2_{MCC}$).

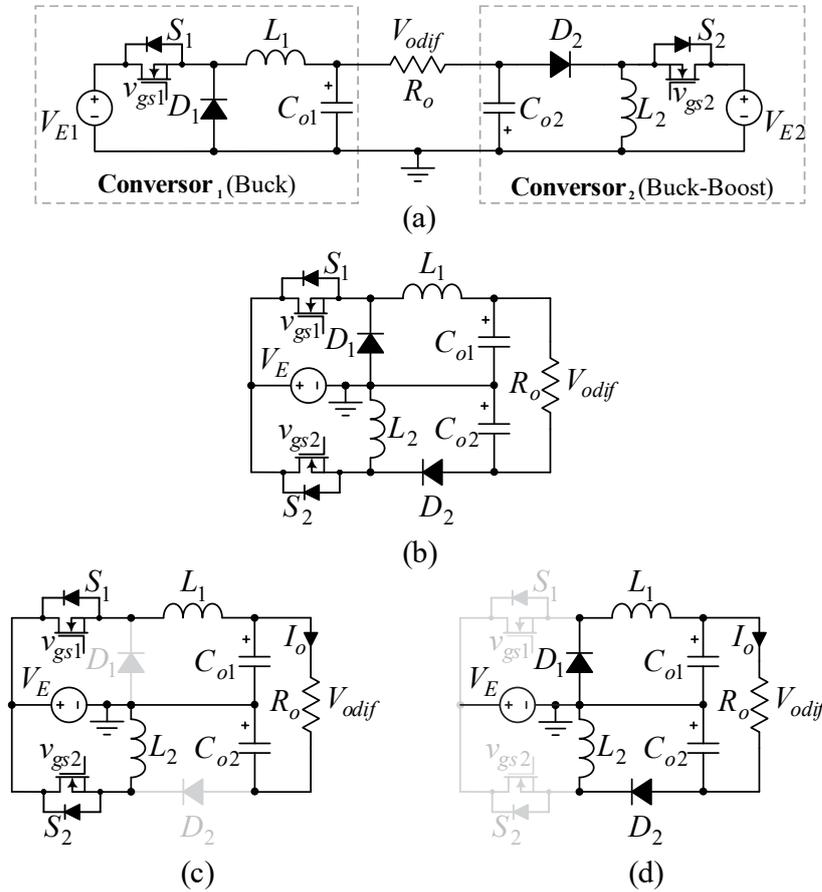


Figura 2.26 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores *Buck* e *Buck-Boost*. (b) CD-1. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

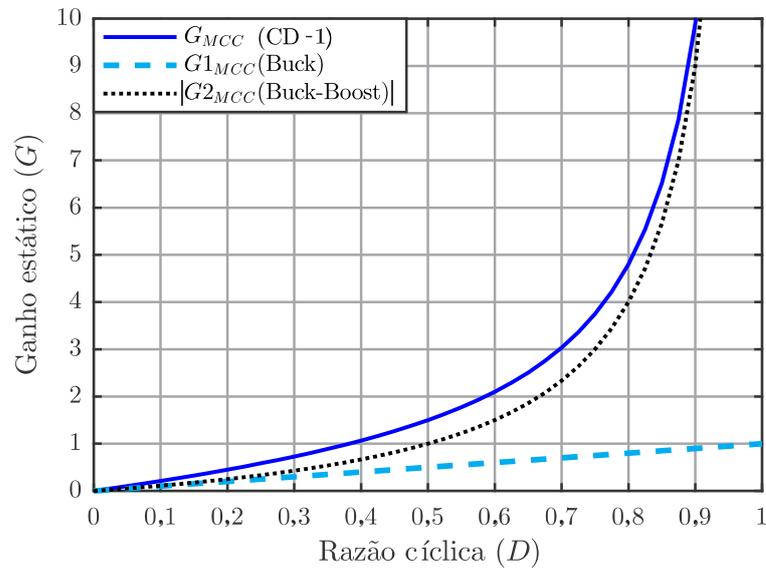


Figura 2.27 - Curvas de ganho estático do CD-1 e dos conversores base.

Conforme pode ser observado na Figura 2.27, o ganho de tensão do conversor resultante é bastante semelhante ao do clássico *Buck-Boost* em módulo. Entretanto, conforme já discutido anteriormente, quando são combinados dois conversores com expressões de ganho estático distintas, pode-se avaliar também a distribuição da potência processada. Devido à conexão diferencial, os conversores compartilham a mesma corrente de saída (I_o), logo a parcela de potência processada por cada conversor (P_1 e P_2) depende dos respectivos valores de ganho estático, implicando no seguinte equacionamento:

$$P_o = V_o I_o = P_1 + P_2 \quad (2.26)$$

$$P_1 = V_{o1} I_o \quad (2.27)$$

$$P_2 = V_{o2} I_o \quad (2.28)$$

$$P_{1(\%)} = \frac{P_1}{P_o} = \frac{V_{o1} I_o}{V_{odif} I_o} = \frac{G1_{CCM}}{G_{CCM}} = \frac{1-D}{2-D} \quad (2.29)$$

$$P_{2(\%)} = \frac{P_2}{P_o} = \frac{V_{o2} I_o}{V_{odif} I_o} = \frac{G2_{CCM}}{G_{CCM}} = \frac{1}{2-D} \quad (2.30)$$

onde $P_{1(\%)}$ e $P_{2(\%)}$ correspondem ao percentual de contribuição de cada conversor na constituição da potência de saída (P_o) processada pelo CDAG.

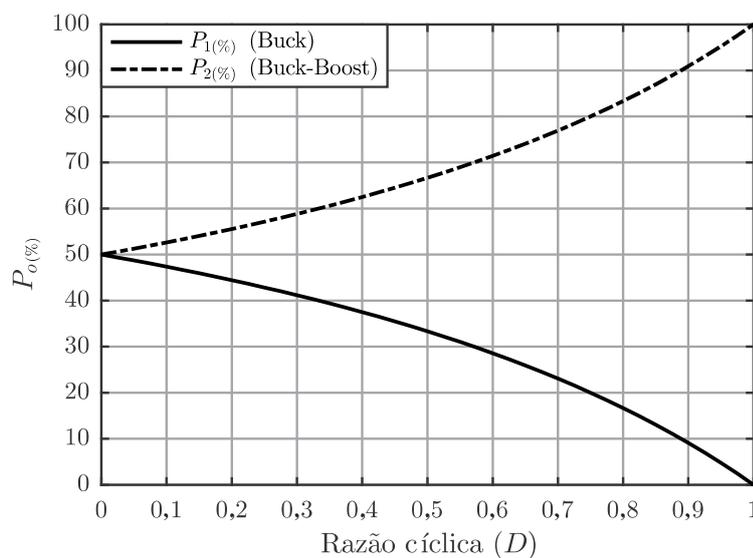


Figura 2.28 – Distribuição da potência processada no CD-1.

Observando as curvas da Figura 2.28 pode-se perceber que com o aumento da razão cíclica, uma parcela maior da potência global é processada pelo conversor₂ (*Buck-Boost*). No entanto, para este conversor resultante a distribuição da potência processada também pode ser

balanceada utilizando diferentes estratégias de comando para os interruptores ativos da estrutura. Por exemplo, é possível comandar os interruptores S_1 e S_2 dos conversores separadamente, logo, pode se adequar os pulsos comando de modo que ambos os conversores possuam a mesma amplitude de tensão de saída (2.31). Para que isto ocorra, a razão cíclica de um conversor deve ser escrita em função da razão cíclica do outro, conforme exposto em (2.32) e (2.33).

$$|V_{o1}| = |V_{o2}| \quad (2.31)$$

$$D_{Buck} = \frac{D_{BB}}{1 - D_{BB}} \quad (2.32)$$

$$D_{BB} = \frac{D_{Buck}}{1 + D_{Buck}} \quad (2.33)$$

A equação (2.32) permite a excursão completa da razão cíclica teórica do conversor *Buck*, ou seja, D_{Buck} pode variar de 0 a 1. Já (2.33) delimita a faixa de variação da razão cíclica do conversor *Buck-Boost* (D_{BB}) entre 0 e 0,5. Deste modo, o conversor *Buck-Boost* acaba sendo restringido a operar apenas na região abaixadora de tensão, estabelecendo idealmente que ele possa replicar o ganho de tensão do conversor *Buck*. A equação do ganho estático do conversor resultante com balanceamento de potência ($G_{MCC_Balanceado}$) pode ser obtida em função da razão cíclica do conversor *Buck*:

$$G_{MCC_Balanceado} = D_{Buck} + \frac{D_{BB}}{1 - D_{BB}} = D_{Buck} + D_{Buck} = 2D_{Buck} \quad (2.34)$$

O ganho estático $G_{MCC_Balanceado}$ (2.34) é igual ao dobro do ganho de um conversor *Buck* convencional, corroborando com o objetivo de que ambos conversores possuam o mesmo valor médio de tensão de saída. Apesar do balanceamento de potência limitar os valores de ganho, deve-se observar que o comportamento do ganho $G_{MCC_Balanceado}$ descreve a possibilidade de excursão linear do ganho estático para uma faixa de 0 a 2, conforme ilustrado na Figura 2.29.

Cabe salientar que embora os interruptores S_1 e S_2 sejam comandados separadamente, apenas uma variável (D_{Buck}) é alterada de forma independente, pois D_{BB} será resultado da variação de D_{Buck} conforme apontado em (2.33). Adicionalmente, também é possível comandar os interruptores S_1 e S_2 com pulsos completamente independentes e até mesmo defasados conforme já discutido anteriormente, na seção 2.1.1.

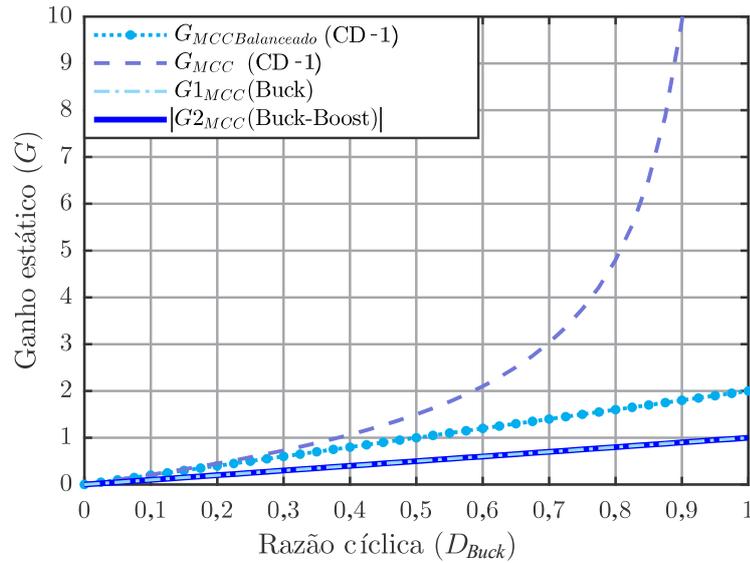


Figura 2.29– Curvas de ganho estático do CD-1 com e sem balanceamento de potência e curvas de ganho estático dos conversores base *Buck* e *Buck-Boost*.

A simplificação do circuito do CD-1 também não pode ser explorada, pois a remoção de caminho comum que interliga os capacitores de saída à referência da fonte comprometeria a primeira etapa de operação.

2.1.8 Conversor Diferencial *Buck* - *Ćuk*

Esta seção apresenta a última das oito combinações possíveis elencadas envolvendo os conversores clássicos e a metodologia proposta. Desta vez o conversor *Buck* é combinado com um conversor *Ćuk*, que apresenta o mesmo ganho estático teórico do conversor *Buck-Boost*. A Figura 2.30 (a) mostra combinação realizada, enquanto que a Figura 2.30 (b) mostra o Conversor Diferencial *Buck* – *Ćuk* (CD-2).

Considerando que os interruptores S_1 e S_2 desta estrutura são comandados por pulsos idênticos, o conversor resultante possuirá dois estágios de operação em MCC, representados na Figura 2.30 (c) e (d). A tensão de saída V_{odif} (2.35) e o ganho estático G_{MCC} (2.36) podem ser obtidas de forma idêntica à do CD-1, apresentado anteriormente.

$$V_{odif} = V_{o1} - V_{o2} = V_E \left(D - \frac{-D}{1-D} \right) = V_E \left(\frac{D(2-D)}{1-D} \right) \quad (2.35)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{odif}}{V_E} = \left(\frac{D(2-D)}{1-D} \right) \quad (2.36)$$

As curvas da Figura 2.31 demonstram o comportamento teórico do ganho estático em função da razão cíclica, onde o ganho estático do conversor resultante (G_{MCC}) é proveniente da

soma, em módulo, do ganho dos conversores *Buck* (G_{1MCC}) e *Ćuk* (G_{2MCC}). Uma vez que os conversores *Buck-Boost* e *Ćuk* possuem o mesmo ganho estático, o CD-2 apresenta o mesmo comportamento estático do CD-1. Portanto, a estratégia de balanço de potência e a possibilidade de comandar separadamente os interruptores S_1 e S_2 seguem sendo válidas tal como discutido na seção anterior.

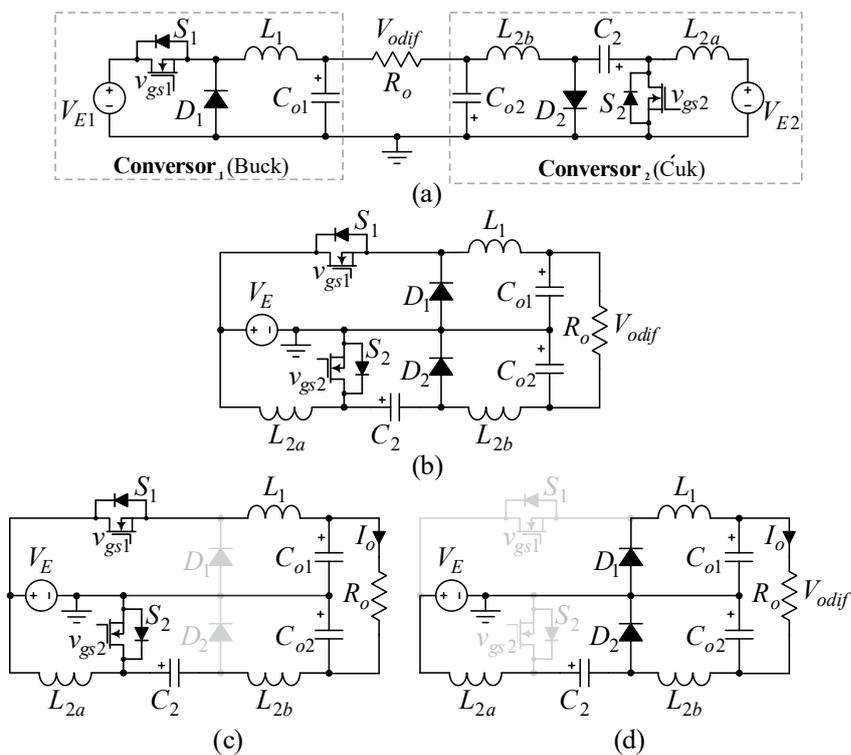


Figura 2.30 - (a) Conexão diferencial baseada nos conversores *Buck* e *Ćuk*. (b) CD-2. (c) Etapa de operação I. (d) Etapa de operação II.

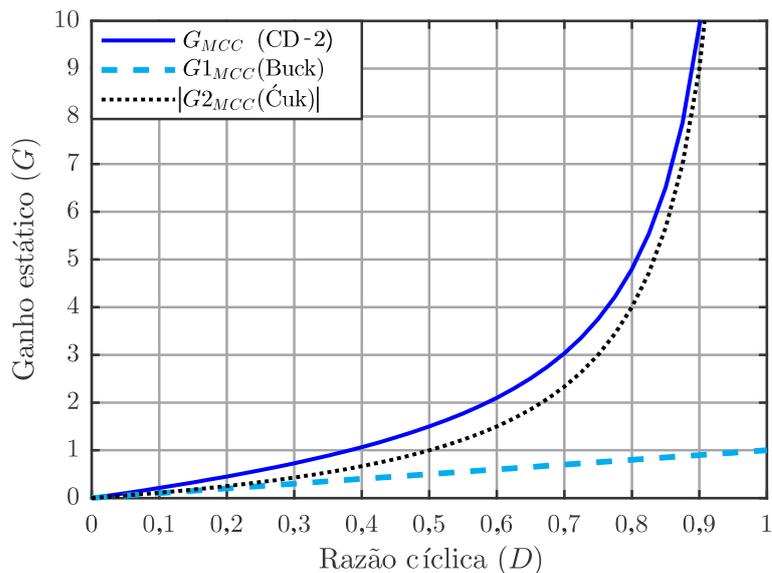


Figura 2.31 - Curvas de ganho estático do CD-2 e dos conversores base.

2.1.9 Resumo da Metodologia

A Tabela 2-2 apresenta as equações de ganho estático dos oito conversores cc-cc diferenciais obtidos a partir da combinação dos conversores básicos. Os esforços de tensão nos interruptores não foram previamente discutidos, mas estabelecem-se de acordo com os valores tradicionais dos conversores base para todos os casos em que os conversores empregados não passam por simplificações. O detalhamento acerca dos referidos esforços pode ser observado no Apêndice A - Projeto do estágio de potência dos conversores construídos.

Tabela 2-2: Resumo dos conversores cc-cc diferenciais básicos.

Conversor cc-cc Diferencial	Ganho Estático MCC com distribuição natural de potência	Ganho Estático MCC com balanço de potência	Tensão de Bloqueio V_{S1}	Tensão de Bloqueio V_{S2}
CDAG-1 (Boost – Buck-Boost)	$\frac{1+D}{1-D}$	$\frac{2}{1-D_{Boost}}$	$V_{O_{Boost}}$	$E+V_{O_{Buck-Boost}}$
CDAG-2 (Boost – $\acute{C}uk$)	$\frac{1+D}{1-D}$	$\frac{2}{1-D_{Boost}}$	$V_{O_{Boost}}$	$E+V_{O_{\acute{C}uk}}$
CDAG-3 (SEPIC – Buck-Boost)		$\frac{2D}{1-D}$	$E+V_{O_{SEPIC}}$	$E+V_{O_{Buck-Boost}}$
CDAG-4 (SEPIC – $\acute{C}uk$)		$\frac{2D}{1-D}$	$E+V_{O_{SEPIC}}$	$E+V_{O_{\acute{C}uk}}$
CDAG-5 (ZETA – Buck-Boost)		$\frac{2D}{1-D}$	$E+V_{O_{ZETA}}$	$E+V_{O_{Buck-Boost}}$
CDAG-6 (ZETA – $\acute{C}uk$)		$\frac{2D}{1-D}$	$E+V_{O_{ZETA}}$	$E+V_{O_{\acute{C}uk}}$
CD-1 (Buck – Buck-Boost)	$\frac{D(2-D)}{1-D}$	$2D_{Buck}$	E	$E+V_{O_{Buck-Boost}}$
CD-2 (Buck – $\acute{C}uk$)	$\frac{D(2-D)}{1-D}$	$2D_{Buck}$	E	$E+V_{O_{\acute{C}uk}}$

2.1.10 Validação Prática dos Conversores Obtidos a partir da Metodologia Proposta

Visando validar a metodologia proposta foram construídos os seis conversores clássicos da Figura 2.32 e uma placa de interface, Figura 2.33, cuja finalidade consiste basicamente em prover os pulsos de comando e a sustentação mecânica para os conversores combinados.

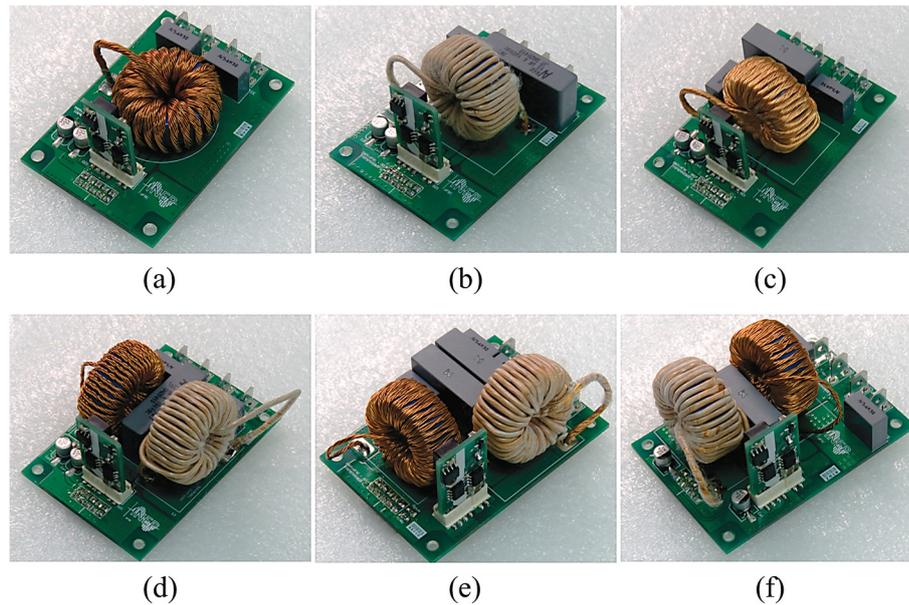


Figura 2.32 – Conversores cc-cc clássicos medindo 50 x 70 mm cada. (a) *Buck*, (b) *Boost*, (c) *Buck-Boost*, (d) *SEPIC*, (e) *ZETA* e (f) *Ćuk*.

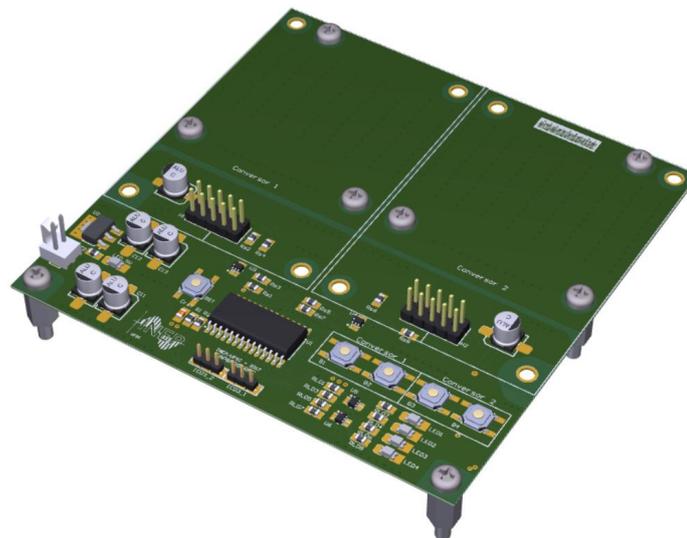


Figura 2.33 – Placa de interface (100 x 100 mm).

Devido à flexibilidade desejada para realização das diversas combinações diferenciais apresentadas, todos os circuitos de gatilho (*gate drivers*) dos protótipos da Figura 2.32 são isolados. A placa de interface, por sua vez retratada na Figura 2.33, pode acionar os dois conversores a ela conectados enviando um único pulso de comando idêntico para ambos, ou

ainda pode aplicar pulsos de comando distintos, mas definidos para que haja o balanceamento da potência processada pelos conversores. Além disso, é possível comandar ambos os conversores de forma completamente independente, não somente com valores da razão cíclica distintos, mas também impondo defasagens aos pulsos de comando. As especificações adotadas e os principais componentes utilizados na implementação dos protótipos estão descritos na Tabela 2-3 e na Tabela 2-4, respectivamente. Informações adicionais referentes ao projeto do estágio de potência desses conversores estão reunidas no Apêndice A.

Tabela 2-3: Especificações de projeto dos seis conversores cc-cc clássicos

Especificações	Buck	Boost	Buck-Boost	SEPIC	ZETA	Ćuk
Potência de saída (P_o)	200 W	200 W	200 W	200 W	200 W	200 W
Tensão de entrada (V_E)	24 V	24 V	24 V	24 V	24 V	24 V
Razão cíclica (D)	0,667	0,667	0,667	0,667	0,667	0,667
Tensão de saída (V_o)	16 V	72 V	-48 V	48 V	48 V	-48 V
Ondulação de corrente no indutor ($\Delta_{I_{La}}$)	15%	20%	15%	20%	20%	20%
Ondulação de corrente no indutor ($\Delta_{I_{Lb}}$)	-	-	-	30%	30%	30%
Ondulação da tensão de saída (Δv_o)	5%	5%	5%	5%	5%	5%
Frequência de chaveamento (f_s)	50 kHz	50 kHz	50 kHz	50 kHz	50 kHz	50 kHz

Tabela 2-4: Principais componentes utilizados na construção dos protótipos

Componentes	Buck	Boost	Buck-Boost	SEPIC	ZETA	Ćuk
Indutor (L_a)	67,9 μ H	196,2 μ H	195,2 μ H	192,5 μ H	192,1 μ H	195,4 μ H
Indutor (L_b)	-	-	-	265,7 μ H	266,5 μ H	262,7 μ H
Capacitor (C)	-	-	-	15,6 μ F 63 V	10 μ F 63 V	10 μ F 100 V
Capacitor de saída (C_o)	5,6 μ F 50 V	10 μ F 100 V	15,6 μ F 63 V	15,6 μ F 63 V	5,6 μ F 50 V	5,6 μ F 50 V
Interruptor (S)	MOSFET Si FDD86250					
Diodo (D)	TSP15H150					
Núcleos toroidais	MMTF75T2711 Magmattec					
Processador da Placa de Interface	dsPIC33EP64MC502 (Micronrolador e DSP de 16 bits)					

2.1.10.1 Resultados Práticos do CDAG-1

A montagem apresentada na Figura 2.34 corresponde ao Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost - Buck-Boost* (CDAG-1), o qual foi utilizado para validação prática, em malha aberta, de todas as estratégias de comando descritas na seção 2.1.1, ou seja:

- Pulsos de comando idênticos;
- Pulsos de comando com mesma largura e defasados em 180° para redução da ondulação da tensão de saída V_{odif} ;
- Pulsos de comando dependentes para balanço da potência processada;
- Pulsos de comando dependentes para balanço da potência processada e defasagem de 180° para redução de ondulação e balanço de potência.

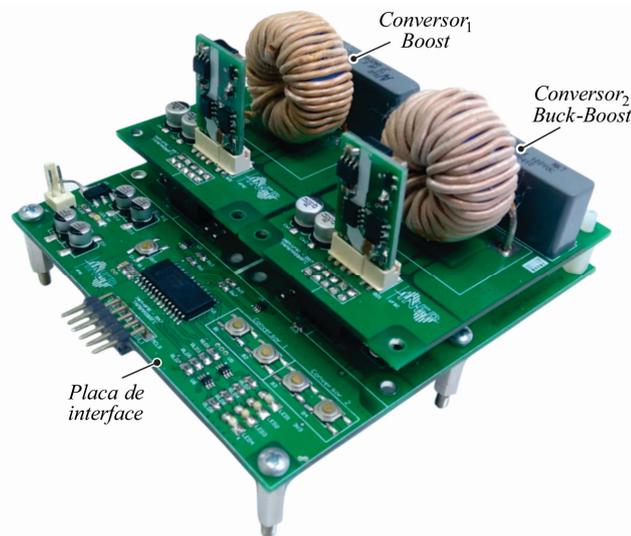


Figura 2.34 - Vista do protótipo do CDAG-1 montado sob a placa de interface.

Inicialmente, a placa de interface foi ajustada para enviar um mesmo pulso de comando com razão cíclica $D = 0,667$, para os dois conversores. Desta forma, a tensão de saída V_{odif} do CDAG-1 será composta pela soma das tensões de saída dos conversores *Boost* e *Buck-Boost*, registradas na Tabela 2-3 e explicitadas a seguir:

$$V_{odif} \cong 72 + 48 \cong 120 \text{ V.} \quad (2.37)$$

Como as amplitudes das tensões de saída dos conversores associados são distintas, a potência processada por cada um deles também será. Logo a carga R_o a ser conectada na saída diferencial deverá ser da ordem de 43Ω , pois deve ser dimensionada de modo que não ultrapasse a potência nominal do conversor que irá processar a maior parcela, o *Boost*. Assim, a potência total do CDAG-1 (P_o) será da ordem de 335 W , dos quais aproximadamente 200 W

serão processados pelo conversor Boost, o que corresponde a 60% de P_o . Este percentual é oriundo da aplicação de uma razão cíclica $D = 0,667$ na estratégia de comandos idênticos discutida na seção 2.1.1.

Os resultados experimentais da Figura 2.35 apresentam o CDAG-1 operando sem balanço de potência e com um valor de tensão diferencial de aproximadamente 117 V, corroborando o valor teórico estimado.

Comparando as curvas de corrente da Figura 2.35 (a) e (c) é possível perceber uma defasagem de 180° em razão da estratégia de comando. A Figura 2.35 partes (c) e (d) revelam a redução da ondulação de tensão da saída V_{odif} quando comparada à Figura 2.35 partes (a) e (b), sem que haja alteração dos valores das capacitâncias de saída do conversor.

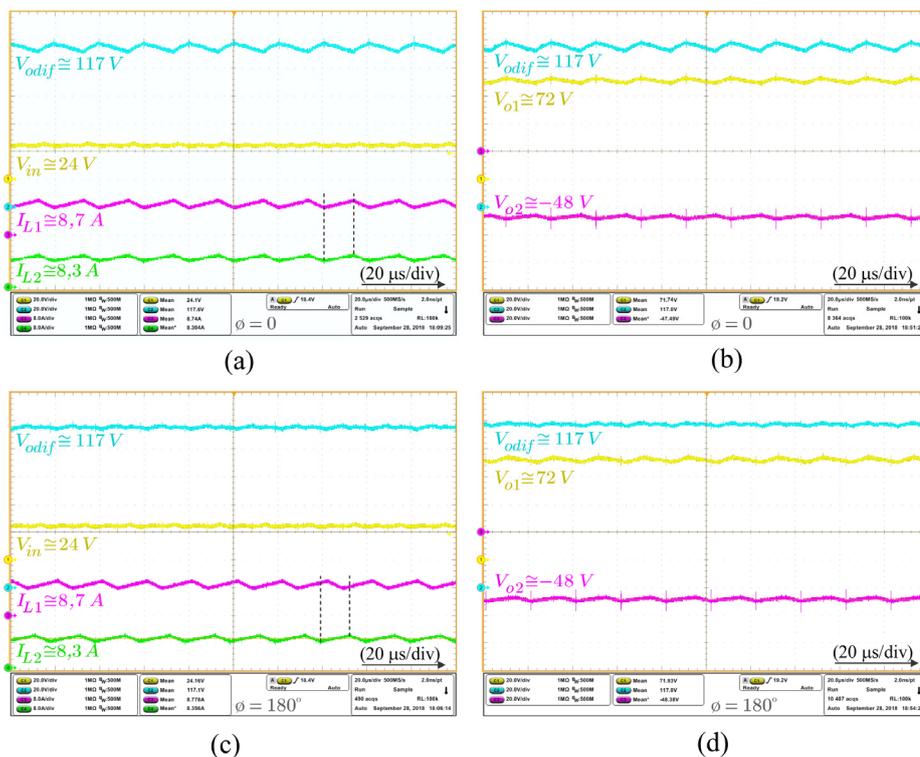


Figura 2.35 – Resultados experimentais do CDAG-1 sem balanço de potência e com razão cíclica $D=0,667$ para ambos conversores: (a) e (b) apresentam os resultados sem defasagem; (c) e (d) apresentam as mesmas variáveis porém com os sinais de comando defasados em 180° .

Após a validação do funcionamento do conversor com pulsos de comando de mesma largura, o algoritmo do *dsPIC* da placa de interface é alterado para que o pulso de comando enviado ao conversor₂ (*Buck-Boost*), seja dependente do pulso de comando enviado ao conversor₁ (*Boost*), de modo que as tensões de saída de ambos sejam aproximadamente iguais e, assim, seja promovido o balanço da potência processada. Considerando o mesmo *setup* do teste anterior, isto é, $V_{odif} \approx 120$ V e $R_o = 43$ Ω , os dois conversores base deverão contribuir com cerca de 60 V cada um, na composição da tensão diferencial de saída. Logo, o valor da razão

cíclica para o conversor₁ (D_{Boost}) pode ser facilmente obtido conforme (2.38), enquanto a razão cíclica do conversor₂ (D_{BB}) será resultante da equação para balanço de potência obtida na seção 2.1.1, e reescrita a seguir:

$$D_{Boost} = 1 - \frac{V_E}{V_{o1}} = 1 - \frac{24 \text{ V}}{60 \text{ V}} = 0,6 \quad (2.38)$$

$$D_{BB} = \frac{1}{2 - D_{Boost}} \cong 0,715. \quad (2.39)$$

Os resultados experimentais da Figura 2.36 sugerem que o CDAG-1 é capaz de operar com distribuição da potência processada, uma vez que as amplitudes de tensão mensuradas (V_{o1} e V_{o2}) são semelhantes e acabam compondo a amplitude de 116 V, valor aproximado ao estimado para a saída diferencial.

Além disso, é possível realizar o balanço de potência com pulsos sincronizados ou defasados conforme demonstrado. Similarmente ao teste realizado anteriormente, pode-se perceber que com a defasagem de 180° nos pulsos de comando da Figura 2.36 (c) e (d), a ondulação de tensão da saída V_{odif} também é inferior à Figura 2.36 (a) e (b), sem defasagem.

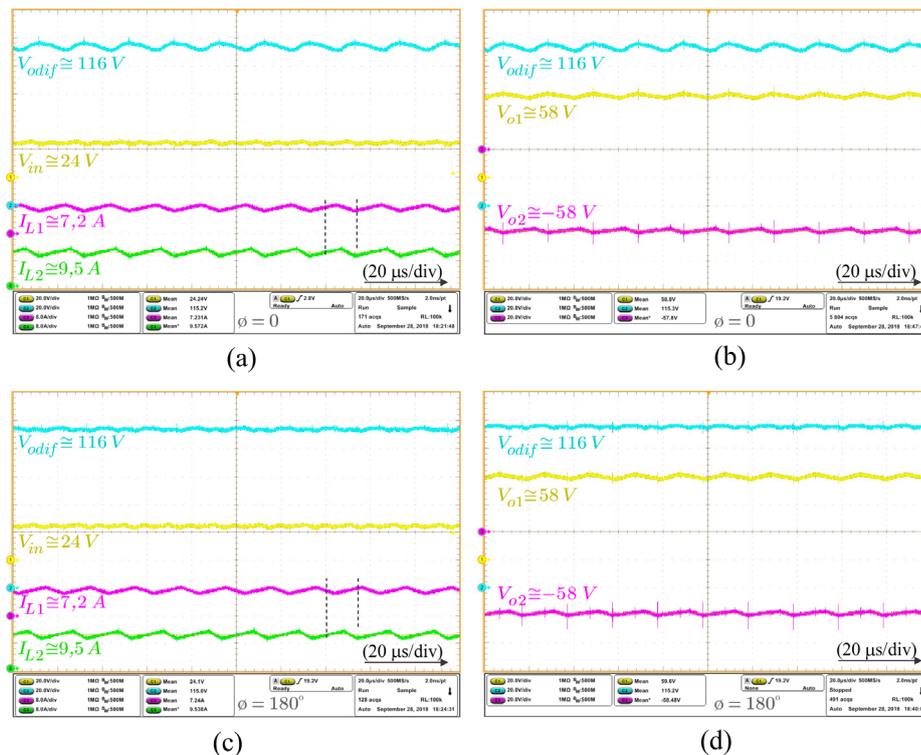


Figura 2.36 - Resultados experimentais do CDAG-1 com balanço de potência e com razão cíclica $D_{Boost}=0,6$ e $D_{BB}=0,71$: (a) e (b) apresentam os resultados sem defasagem; (c) e (d) apresentam as mesmas variáveis porém com os sinais de comando defasados em 180°.

2.1.10.2 Resultados Práticos do CDAG-2

A montagem apresentada na Figura 2.37 corresponde ao Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost - Ćuk* (CDAG-2). A validação prática da operação do conversor em malha aberta foi realizada a partir de ensaios de laboratório empregando pulsos de comando com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos os conversores com uma carga resistiva de aproximadamente 43Ω acoplada em sua saída e defasagem entre os sinais de comando.

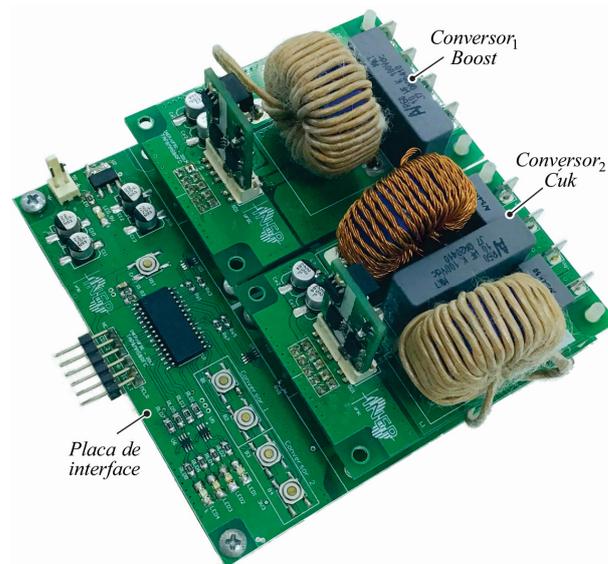


Figura 2.37 - Vista do protótipo do CDAG-2 montado sob a placa de interface.

A tensão de saída V_{odif} do CDAG-2 é composta pela soma das tensões dos conversores *Boost* e *Ćuk*, registradas na Tabela 2-3 e explicitadas a seguir:

$$V_{odif} \cong 72 + 48 \cong 120 \text{ V.} \quad (2.40)$$

Como as amplitudes das tensões de saída dos conversores associados são distintas, a potência processada por cada um deles também será. A potência total (P_o) estimada para o teste prático do CDAG-2 é da ordem de 335 W, dos quais aproximadamente 200 W são processados pelo conversor *Boost*, o que corresponde a 60% de P_o . A equação para cálculo deste percentual foi discutida na seção 2.1.1. Os resultados experimentais da Figura 2.38 (a) apresentam a obtenção de uma tensão de aproximadamente 115 V com o CDAG-2. Já a Figura 2.38 (b) retrata as tensões de saída dos conversores clássicos empregados, a partir das quais se pode verificar a parcela de participação de cada um deles na composição da tensão resultante V_{odif} . Convém justificar que as diferenças entre os valores medidos e as amplitudes estimadas em (2.40) estão dentro do esperado, já que as quedas de tensão nos interruptores e nas resistências parasitas do circuito não foram consideradas no equacionamento teórico.

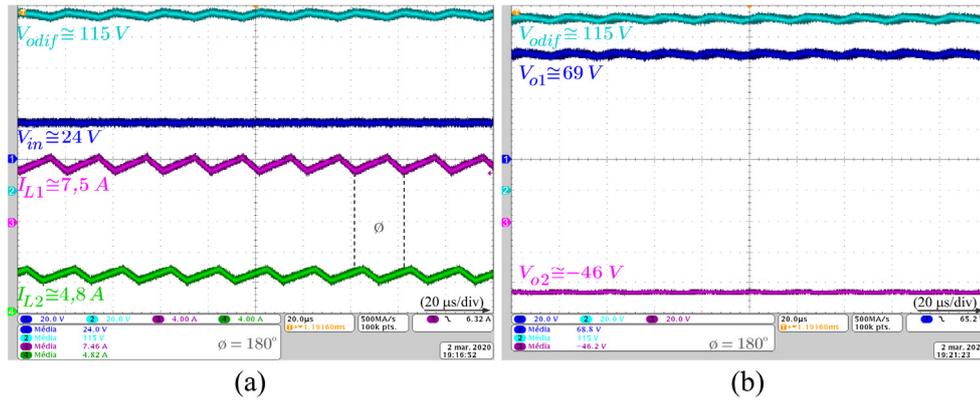


Figura 2.38 - Resultados experimentais do CDAG-2 sem balanço de potência, com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão (V_{odif}) da saída diferencial.

2.1.10.3 Resultados Práticos do CDAG-3

A validação prática da operação do Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC* e *Buck-Boost* (CDAG-3), em malha aberta, é realizada a partir de ensaios de laboratório com o protótipo apresentado na Figura 2.39. Assim como no teste do conversor anterior, são empregados pulsos de comando com defasagem de 180° e razão cíclica $D = 0,667$ para os conversores. No entanto, para este conversor foi utilizado uma carga resistiva de aproximadamente 31Ω acoplada à saída diferencial, pois com a carga anterior (43Ω) a potência processada seria muito inferior a potência nominal dos conversores empregados.

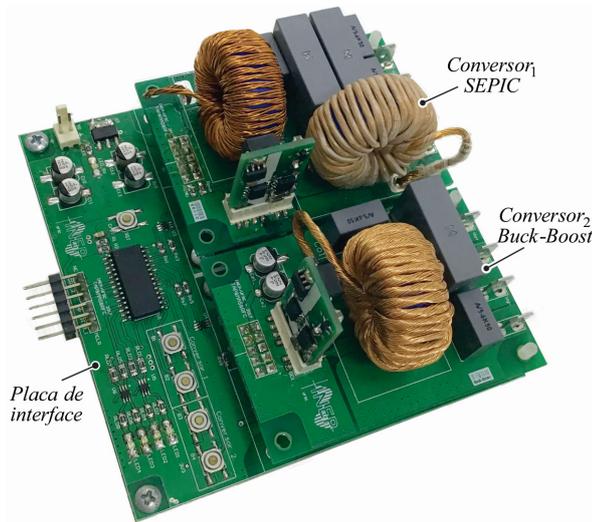


Figura 2.39- Vista do protótipo do CDAG-3 montado sob a placa de interface.

A tensão de saída V_{odif} do CDAG-3 é composta pela soma das tensões dos conversores *SEPIC* e *Buck-Boost*, registradas na Tabela 2-3 e explicitadas a seguir:

$$V_{odif} \cong 48 + 48 \cong 96 \text{ V.} \tag{2.41}$$

Como as amplitudes das tensões de saída dos conversores associados são teoricamente idênticas, a potência processada por eles tende a ser igualmente dividida. A potência total (P_o) estimada para o teste prático do CDAG-3 é da ordem de 298 W, sendo que cada conversor processa metade, ou seja, 149 W.

Os resultados experimentais da Figura 2.40 (a) evidenciam a obtenção de uma tensão de aproximadamente 91 V com o CDAG-3. Já a Figura 2.40 (b) retrata as tensões de saída dos conversores clássicos empregados, a partir das quais se pode verificar semelhança na parcela de participação de cada um deles para composição da tensão resultante V_{odif} . A similaridade entre os valores medidos e as amplitudes estimadas em (2.41) validam a operação conjunta dos conversores combinados em malha aberta.

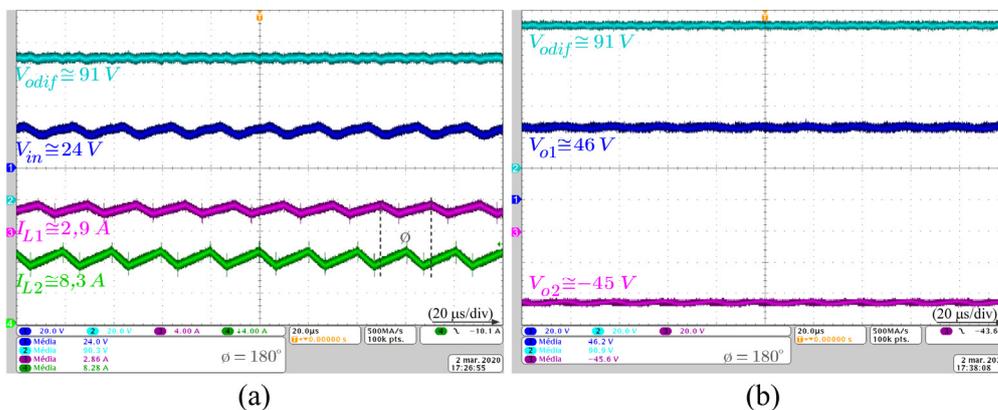


Figura 2.40 - Resultados experimentais do CDAG-3 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).

2.1.10.4 Resultados Práticos do CDAG-4

O protótipo apresentado na Figura 2.41 corresponde ao Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC* e *Ćuk* (CDAG-4). A validação prática de sua operação em malha aberta é realizada similarmente a do conversor anterior CDAG-3, ou seja, utilizando pulsos de comando defasados em 180° , razão cíclica $D = 0,667$ e carga resistiva de aproximadamente 31Ω acoplada na saída diferencial.

A tensão de saída V_{odif} do CDAG-4 é composta pela soma das tensões dos conversores *SEPIC* e *Ćuk*, registradas na Tabela 2-3 e explicitadas a seguir:

$$V_{odif} \cong 48 + 48 \cong 96 \text{ V.} \quad (2.42)$$

Como as amplitudes das tensões de saída dos conversores associados também são teoricamente idênticas, a potência processada tende a ser igualmente dividida, estabelecendo-se em 149 W para cada conversor, conforme já mencionado anteriormente.

Os resultados experimentais da Figura 2.42 (a) apresentam a obtenção de uma tensão de aproximadamente 93 V a partir de uma fonte alimentação de 24 V com o CDAG-4. Já a Figura 2.42 (b) retrata as tensões de saída dos conversores clássicos empregados.

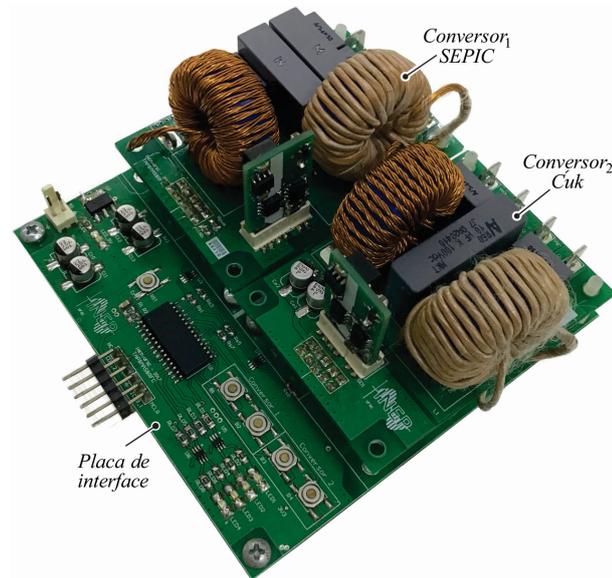


Figura 2.41- Vista do protótipo do CDAG-4 montado sob a placa de interface.

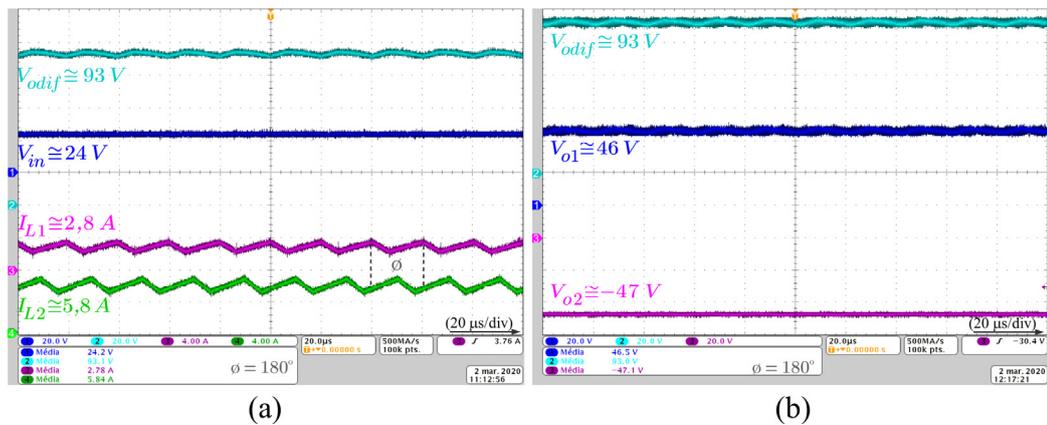


Figura 2.42 - Resultados experimentais do CDAG-4 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).

2.1.10.5 Resultados Práticos do CDAG-5

A Figura 2.43 corresponde ao Conversor Diferencial de Alto Ganho *ZETA* e *Buck-Boost* (CDAG-5). Por se tratar de outro conversor baseado na combinação de conversores que podem operar tanto como abaixadores quanto como elevadores de tensão e que possuem o mesmo ganho estático, sua validação prática em malha aberta segue o mesmo procedimento e às mesmas conclusões do caso anterior, conforme pode ser constatado a partir da Figura 2.44, partes (a) e (b).

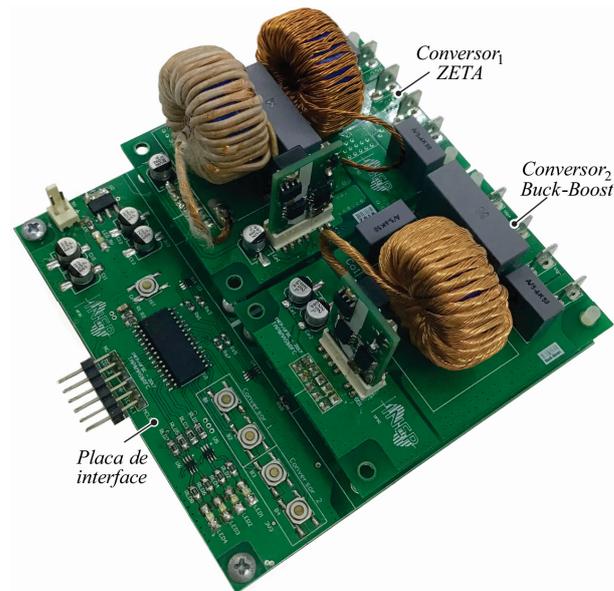


Figura 2.43- Vista do protótipo do CDAG-5 montado sob a placa de interface.

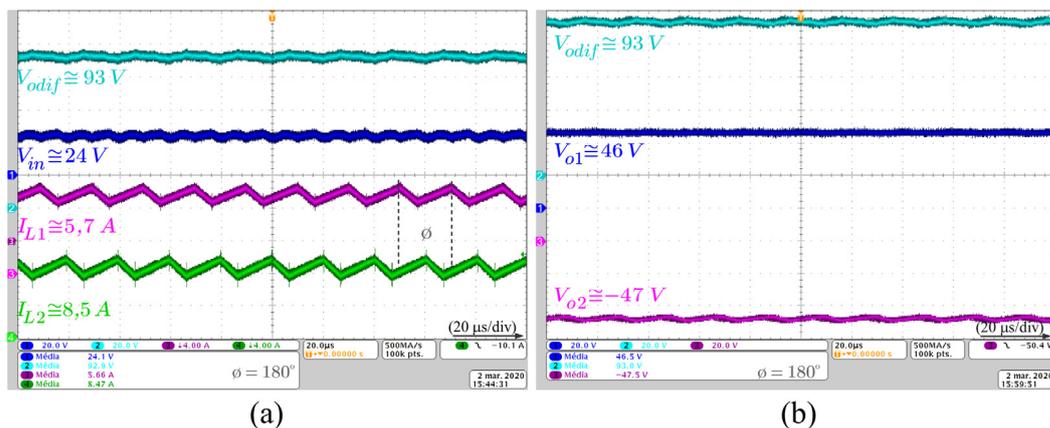


Figura 2.44 - Resultados experimentais do CDAG-5 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).

2.1.10.6 Resultados Práticos do CDAG-6

O último CDAG formado por dois conversores que podem operar como abaixadores e elevadores de tensão é mostrada na Figura 2.45 e corresponde ao Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA e $\acute{C}uk$ (CDAG-6). Os resultados e conclusões são, outra vez, similares aos obtidos no caso anterior, conforme é novamente comprovado na Figura 2.46, partes (a) e (b). A principal diferença que se pode observar está relacionada aos valores de corrente dos indutores de entrada dos conversores empregados. Neste caso, é possível constatar o mesmo valor de corrente (5,7 A) para ambos. Os valores previstos no Apêndice A, Tabela A - 2, são mais elevados do que os mensurados, porque foram calculados considerando a potência nominal de 200 W para cada conversor.

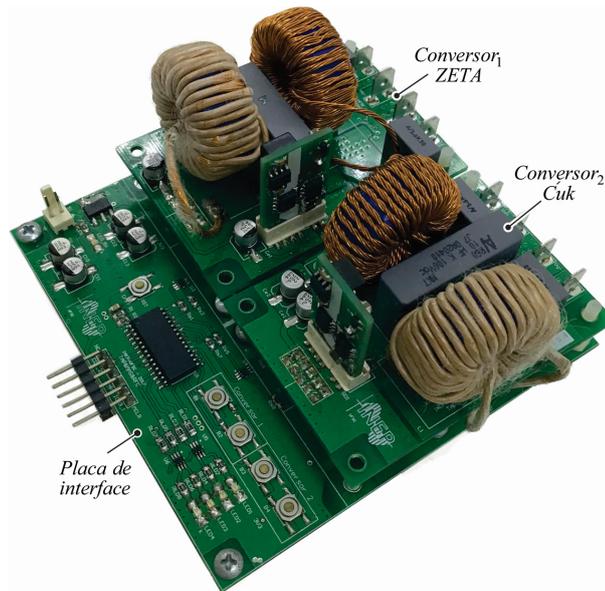


Figura 2.45- Vista do protótipo do CDAG-6 montado sob a placa de interface.

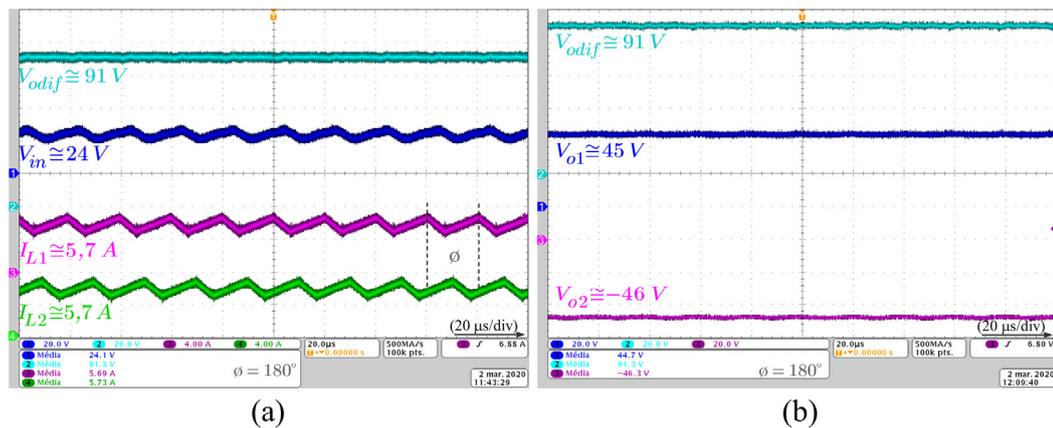


Figura 2.46 - Resultados experimentais do CDAG-6 com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores de entrada e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).

2.1.10.7 Resultados Práticos do CD-1

A Figura 2.47 corresponde ao Conversor Diferencial de Alto Ganho *Buck* e *Buck-Boost* (CD-1). A validação prática da operação do conversor em malha aberta também é realizada a partir de ensaios de laboratório empregando pulsos de comando defasados em 180° e com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos os conversores. No entanto, a carga resistiva acoplada na saída diferencial é de aproximadamente 15Ω .

A tensão de saída V_{odif} do CD-1 é composta pela soma das tensões dos conversores *Buck* e *Buck-Boost*, registradas na Tabela 2-3 e explicitadas a seguir:

$$V_{odif} \cong 16 + 48 \cong 64 \text{ V.} \tag{2.43}$$

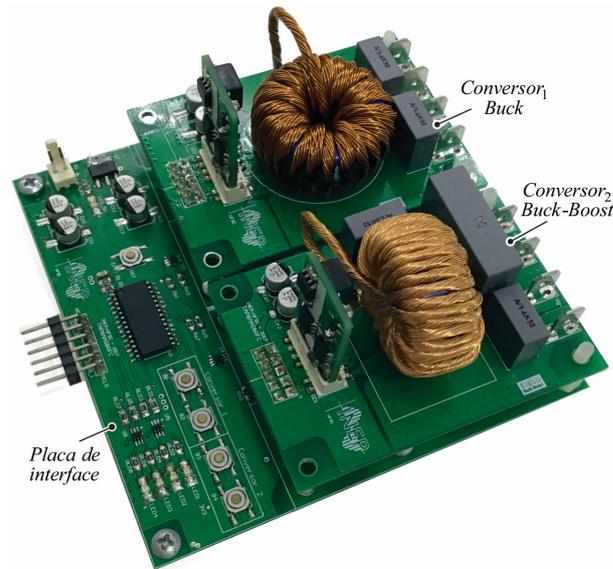


Figura 2.47- Vista do protótipo do CD-1 montado sob a placa de interface.

Como as amplitudes das tensões de saída dos conversores *Buck* e *Buck-Boost* são muito distintas, assim, a potência processada por cada um deles também será. A potência total (P_o) estimada para o teste prático do CD-1 é da ordem de 273 W, dos quais aproximadamente 205 W são processados pelo conversor *Buck-Boost*, o que corresponde a 75% de P_o .

Os resultados experimentais da Figura 2.48 (a) apresentam a obtenção de uma tensão de aproximadamente 62 V com o CD-1, a partir de uma fonte alimentação de 24 V. Já a Figura 2.48 (b) retrata as tensões de saída dos conversores clássicos empregados, a partir das quais se pode verificar a parcela de participação de cada um deles na composição da tensão resultante V_{odif} . A diferença expressiva entre os valores de corrente dos indutores também pode ser justificada pelo desequilíbrio da potência processada pelos conversores, logo, a maior corrente está associada ao conversor *Buck-Boost*.

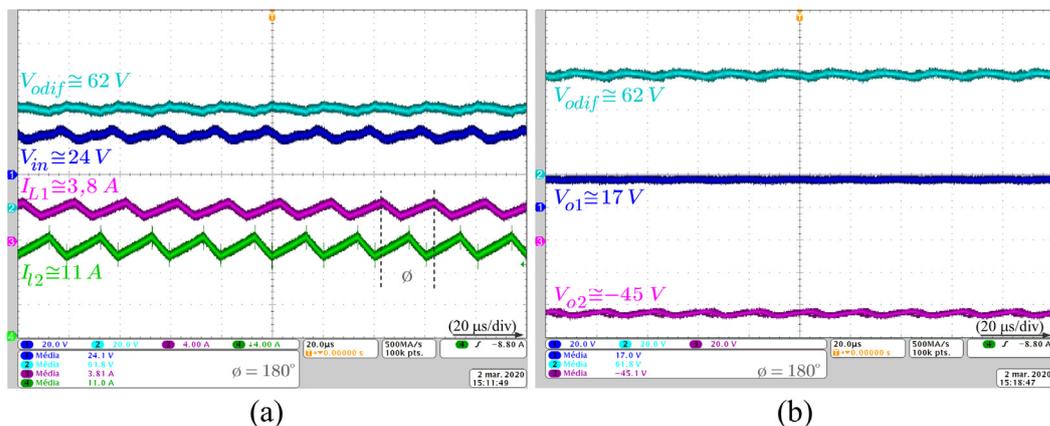


Figura 2.48 - Resultados experimentais do CD-1 sem balanço de potência, com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial.

2.1.10.8 Resultados Práticos do CD-2

O último protótipo da série envolvendo os conversores básicos é mostrado na Figura 2.49 e corresponde ao Conversor Diferencial de Alto Ganho *Buck* e *Cúk* (CD-2). Como o conversor *Cúk* possui, em teoria, o mesmo ganho estático do conversor *Buck-Boost*, as tensões de saída estimadas também são descritas por (2.43). Devido a correlação apontada, o teste em laboratório do CD-2 ocorre do mesmo modo que o do CD-1, sendo os resultados e conclusões também similares aos obtidos no caso do conversor anterior, conforme mostrado na Figura 2.50, partes (a) e (b). A principal diferença pode ser observada no valor de corrente do indutor de entrada do conversor *Cúk*, sendo esta inferior à anteriormente registrada para o conversor *Buck-Boost*.

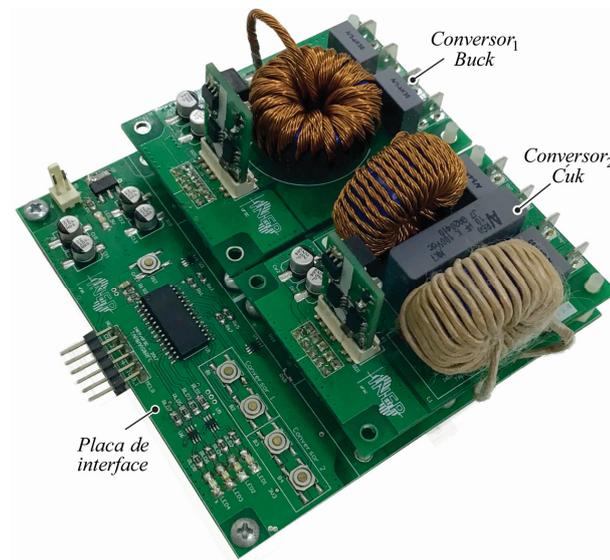


Figura 2.49- Vista do protótipo do CD-2 montado sob a placa de interface.

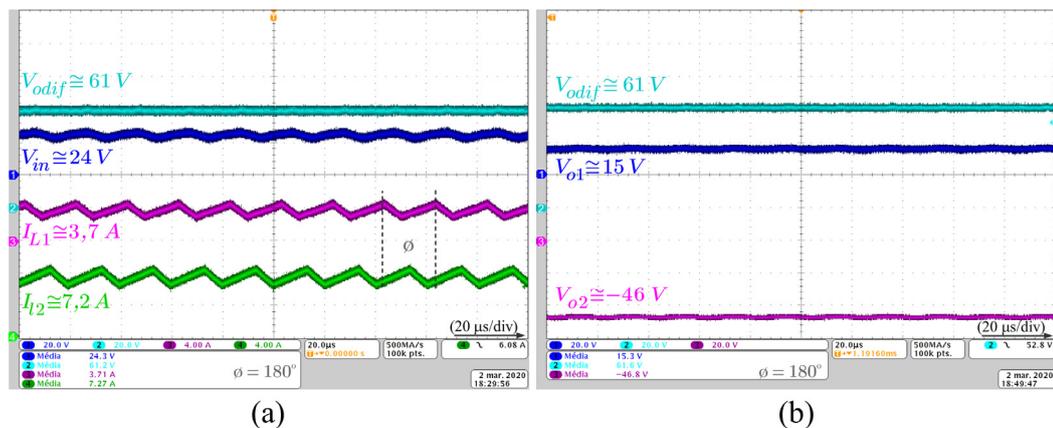


Figura 2.50 - Resultados experimentais do CD-2 sem balanço de potência, com razão cíclica $D = 0,667$ para ambos conversores e sinais de comando defasados em 180° : (a) corrente nos indutores e tensão de entrada e saída do conversor, (b) tensão de saída de cada conversor clássico e tensão da saída diferencial (V_{odif}).

2.2 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o detalhamento da metodologia proposta para derivação de conversores cc-cc não-isolados, obtidos a partir de uma nova configuração da conexão diferencial, que emprega conversores com características distintas: um com tensão de saída positiva e outro negativa.

Inicialmente, considerando apenas os conversores cc-cc básicos não-isolados, foram derivados oito conversores diferenciais resultantes da combinação entre os conversores com saída positiva (*Boost*, *SEPIC*, *ZETA* e *Buck*) e aqueles que apresentam saída negativa (*Buck-Boost* e *Cuk*). A integração desses conversores foi explorada demonstrando a possibilidade de comandar os dois interruptores dos circuitos resultantes utilizando as seguintes estratégias: pulsos de comando idealmente idênticos para ambos interruptores, pulsos de comandos dependentes para balanço da potência processada, e pulsos de comandos completamente independentes defasados entre si para possibilitar a redução da ondulação da tensão aplicada à carga ou a redução da ondulação da corrente drenada da fonte de entrada. A análise das etapas de operação dos conversores resultantes com pulsos “idênticos”, permitiu constatar a possibilidade de simplificar alguns desses circuitos e assim revelar a origem da célula ativa de indutores chaveados (A-SL [40]). O funcionamento de todas as combinações possíveis envolvendo os conversores clássicos foi comprovado experimentalmente com os protótipos construídos, sendo que a operação mais completa, com diferentes estratégias de comando foi validada com resultados experimentais do CDAG-1.

Após a verificação dos resultados práticos das referidas combinações envolvendo os conversores básicos, outra linha de investigação é iniciada no próximo capítulo, expandindo a metodologia para o grupo de conversores cc-cc que empregam células de ganho em sua estrutura.

CONVERSORES DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO COM CÉLULAS DE GANHO

A necessidade de conversores cc-cc não-isolados de alto ganho para atender as aplicações da eletrônica de potência moderna, culminou no desenvolvimento de diversas técnicas de elevação de tensão, comumente denominadas de células de ganho. Via de regra, quando inseridas nos conversores básicos, essas células melhoram suas capacidades de elevação de tensão, trazendo benefícios e desvantagens, a depender da técnica utilizada. No presente capítulo averigua-se como a inserção de células de ganho modifica o comportamento dos conversores diferenciais e como novas topologias podem ser reveladas a partir desse método.

3.1 EXPANSÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA ABRANGENDO CÉLULAS DE GANHO

Com intuito de analisar os conversores básicos com célula de ganho, no escopo da metodologia proposta, um primeiro exemplo a ser citado corresponde a célula de ganho *Elementary-Voltage Lift (E-VL)* [35] da Figura 3.1 (a). Esta célula pode ser aplicada junto ao conversor *Boost*, Figura 3.1 (b), e também ao conversor *Buck-Boost* da Figura 3.1 (c). Essas integrações resultam na ampliação do ganho estático desses conversores, que passam a ser descritos, respectivamente, por:

$$G_{MCC} = \frac{2-D}{1-D} \quad (3.1)$$

$$G_{MCC} = \frac{-1}{1-D} \quad (3.2)$$

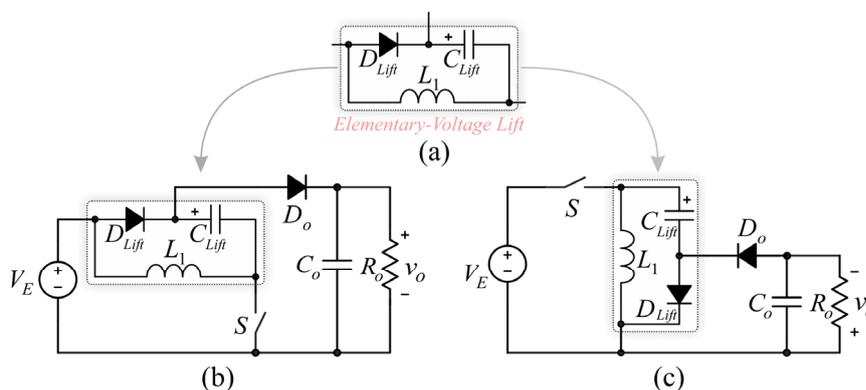


Figura 3.1 – (a) Célula de ganho *Elementary-Voltage Lift (E-VL)*. (b) Conversor *Boost* com célula *E-VL*. (c) Conversor *Buck-Boost* com célula *E-VL*.

Considerando inicialmente a combinação do conversor Boost $E-VL$ da Figura 3.1 (b) com um conversor Buck-Boost clássico, obtém-se segundo a metodologia proposta, o conversor CDAG da Figura 3.2 (a).

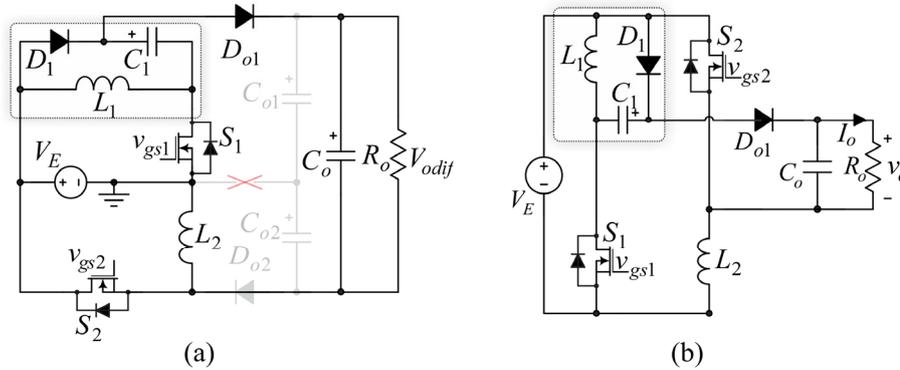


Figura 3.2 – Conversores cc-cc de alto ganho empregando *Elementary-Voltage Lift Cell*. (a) CDAG formado pela combinação de um Boost $E-VL$ [35] com um conversor Buck-Boost clássico. (b) Simplificação do CDAG resultando no *Converter II* [40].

Aplicando-se ao conversor CDAG da Figura 3.2 (a) a estratégia de comandos “idênticos” ($v_{gs1} = v_{gs2}$), é possível remover a conexão que interliga os capacitores C_{o1} e C_{o2} ao comum da fonte de entrada. Não por acaso, a metodologia proposta demonstra que a topologia simplificada, ilustrada na Figura 3.2 (b), coincide com o *Converter II* apresentado em [40]. Uma vez despertada essa visão sistemática, é possível obter as expressões de ganho estático dos CDAG que empregam células de ganho rapidamente, pois conhecendo a equação de ganho dos conversores base utilizados na conexão diferencial, basta subtrair uma da outra. Por exemplo, a equação de ganho estático (G_{MCC}) do *Converter II* [40], ilustrado na Figura 3.2 (b) pode ser facilmente obtida a partir das equações de ganho do conversor₁, apresentada em (3.1), e do conversor₂ (Buck-Boost básico), ou seja:

$$G_{MCC} = G_{1MCC} - G_{2MCC}, \quad (3.3)$$

$$G_{MCC} = \frac{2-D}{1-D} - \left(\frac{-D}{1-D} \right) = \frac{2}{1-D}. \quad (3.4)$$

Ainda em [40], uma outra topologia denominada *Converter III* foi proposta utilizando duas células *Elementary-Voltage Lift*. Este conversor pode ser explicado como outro caso particular da combinação dos conversores *Boost E-VL* e *Buck-Boost E-VL* da Figura 3.1, partes (b) e (c). Sua simplificação é ilustrada na Figura 3.3 e seu ganho estático também pode ser obtido por meio das equações já conhecidas dos conversores base, ou seja, (3.1) e (3.2), resultando em:

$$G_{MCC} = \frac{2-D}{1-D} - \left(\frac{-1}{1-D} \right) = \frac{3-D}{1-D}. \quad (3.5)$$

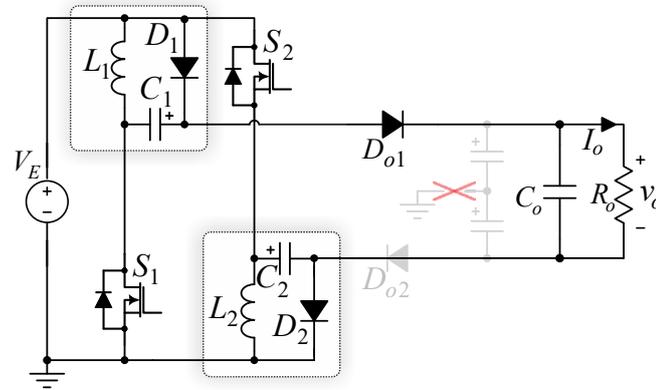


Figura 3.3 – Derivação do conversor cc-cc de alto ganho *Converter III* a partir da metodologia proposta.

Uma outra topologia ainda não encontrada na literatura poderia ser obtida combinando um conversor Boost clássico com o Buck-Boost *E-VL* da Figura 3.1 (c). O conversor resultante, ilustrado na Figura 3.4, pode operar com distribuição semelhante da potência processada, uma vez os conversores base possuem a mesma função de ganho estático teórico, em módulo. As estratégias de comando apontadas para os CDAG no início do Capítulo 2, bem como a possibilidade de simplificação da topologia, podem também ser empregadas neste conversor, cuja equação final e ganho estático é:

$$G_{MCC} = \frac{1}{1-D} - \left(\frac{-1}{1-D} \right) = \frac{2}{1-D}. \quad (3.6)$$

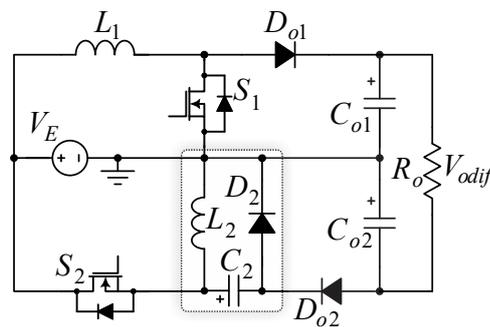


Figura 3.4 – CDAG combinando um conversor Boost com um Buck-Boost *E-VL*.

Seguindo o raciocínio adotado para com a célula *Elementary-Voltage Lift*, outras duas topologias existentes na literatura podem ser correlacionadas à metodologia proposta, porém fazendo uso de outro tipo de célula de ganho, as células passivas de indutor chaveado *P-SL* [32]. Sob a óptica fomentada neste trabalho, o conversor AH-SLC [43] consiste na combinação

do conversor *Boost P-SL* [32] com o conversor *Buck-Boost* clássico, enquanto que o conversor SH-SLC [43] é constituído pelos conversores *Boost P-SL* [32] e *Buck-Boost P-SL* [32]. A Figura 3.5 (a) apresenta a derivação da topologia AH-SLC [43], enquanto a Figura 3.5 (b) apresenta a derivação da topologia SH-SLC [43].

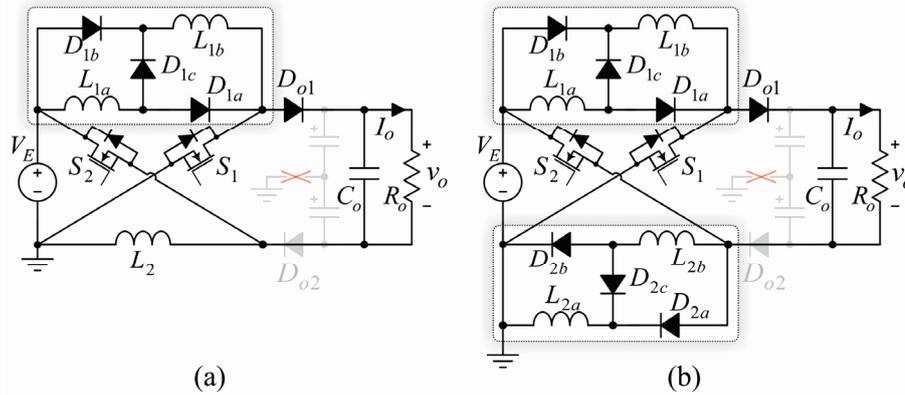


Figura 3.5 – Derivação dos Conversores *Hybrid Switched-Inductor* [43] a partir da metodologia proposta. (a) Resultante AH-SLC. (b) Resultante SH-SLC.

Para a obtenção do ganho estático dos conversores AH-SLC e SH-SLC [43], os autores os equacionam a partir de suas respectivas etapas de operação. No entanto, estas mesmas equações podem ser obtidas conforme (3.7) e (3.8), considerando apenas a subtração das equações de ganho estático dos conversores base encontradas em [32].

$$G_{MCC} = \frac{1+D}{1-D} - \left(\frac{-D}{1-D} \right) = \frac{1+2D}{1-D}. \quad (3.7)$$

$$G_{MCC} = \frac{1+D}{1-D} - \left(\frac{-2D}{1-D} \right) = \frac{1+3D}{1-D}. \quad (3.8)$$

Existem ainda vários outros conversores [71], [72], [84]–[86] que podem ser relacionados à metodologia proposta. No entanto, conhecendo as diversas técnicas de elevação de tensão apontadas na revisão bibliográfica e a metodologia proposta neste trabalho, é possível combiná-las para criar, por exemplo, uma nova topologia baseada no CDAG-6 (*ZETA-Ćuk*) simplificado, buscando empregar uma célula de ganho que se adeque a topologia sem adicionar muitos componentes ao circuito. Neste sentido, observando conversores que utilizam células de ganho diodo/capacitor para incremento do ganho de tensão, tal como os da Figura 3.6, *ZETA Up2* [32] e *Ćuk Up2* [32], percebe-se que a inclusão da célula *Up2* à topologia simplificada do CDAG-6 (*ZETA-Ćuk*), previamente derivada, adiciona apenas um diodo e um capacitor ao circuito conforme evidenciado na Figura 3.7.

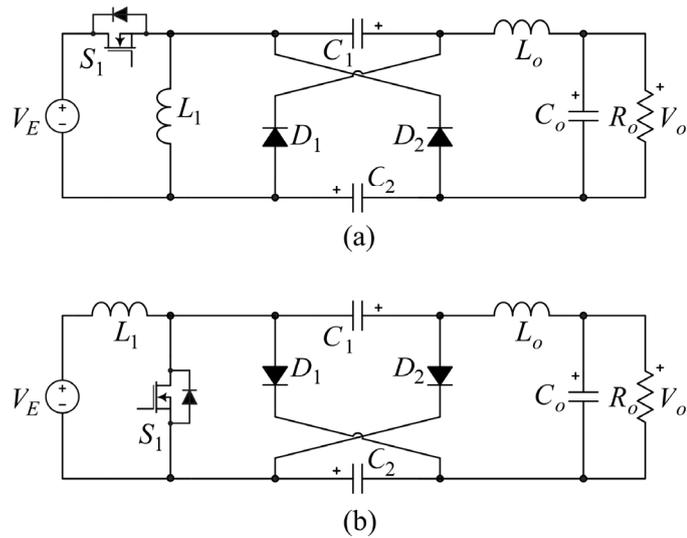


Figura 3.6 - Conversores com célula de ganho diodo/capacitor Up_2 [32]. (a) conversor ZETA Up_2 [32]. (b) conversor Cuk Up_2 [32].

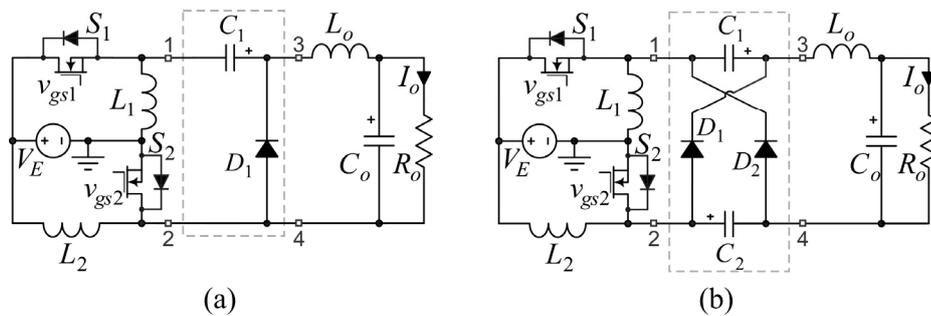


Figura 3.7 – Derivação da topologia do CDAG-6 (ZETA – Cuk) + célula de ganho Up_2 . (a) CDAG-6 simplificado. (b) CDAG-6 simplificado empregando a célula Up_2

A equação de ganho estático do novo conversor pode ser obtida conforme (3.9), utilizando as equações extraídas de [32], referentes aos conversores ZETA Up_2 e Cuk Up_2 apresentados na Figura 3.6.

$$G_{MCC} = \frac{2D}{1-D} - \left(-\frac{1+D}{1-D} \right) = \frac{1+3D}{1-D} \quad (3.9)$$

Obviamente, quando se deriva uma nova topologia é necessário conhecer muito além do seu ganho estático, pois existem diversas informações a serem levantadas para revelar seu potencial. Deste modo, na seção seguinte é realizada a análise detalhada deste conversor derivado e também sua validação experimental, respeitando a restrição imposta pelas simplificações realizadas, que o condicionam a operar apenas com a estratégia de comando único, ou seja, interruptores S_1 e S_2 acionados por um pulso de comando sincronizado e com mesma largura.

3.2 ESTUDO DETALHADO DO CONVERSOR DE ALTO GANHO ZETA – $\acute{C}UK$ COM CÉLULA DE GANHO $UP2$

A nova topologia a ser analisada consiste em um conversor cc-cc de alto ganho não-isolado cujo circuito não emprega indutores acoplados. Além disso, o conversor proposto utiliza uma quantidade reduzida de componentes quando comparado a topologias com ganho estático equivalente que utilizam estratégias de elevação similares. A potencialidade do novo conversor no quesito da capacidade de elevação é decorrente da possibilidade de carregar os elementos armazenadores (capacitores e indutores) em paralelo e descarregá-los em série durante suas etapas de operação. Inicialmente, o novo conversor [83], resultado da pesquisa apresentada nessa tese, foi publicado sob a nomenclatura ASL-SU2C, relacionando-o a célula $A-SL$ (*Active Switched Inductor*) e a célula *Step Up2*, uma vez que o estudo da conexão diferencial ainda estava em desenvolvimento.

3.2.1 Princípio de Operação e Equacionamento

Os estados topológicos relacionados ao novo conversor ASL-SU2C com componentes ideais são ilustrados na Figura 3.8, enquanto a Figura 3.9 apresenta as formas de onda típicas para operação em modo de condução contínua (MCC) e em modo de condução descontínua (MCD).

3.2.1.1 Operação em MCC

O ASL-SU2C possui duas etapas de operação em modo de condução contínua, definidos como etapas 1 e 2, e são representadas pelos circuitos equivalentes apresentados na Figura 3.8 (a) e (b).

- **Etapa 1 ($t_0 < t < t_1$):** na primeira etapa os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir simultaneamente. Durante esse intervalo os indutores L_1 e L_2 são carregados em paralelo pela fonte V_E e os capacitores C_1 e C_2 são descarregados em série, enquanto os diodos D_1 e D_2 permanecem bloqueados. A carga é suprida pela fonte e pela energia previamente armazenada nos capacitores C_1 e C_2 . Considerando que idealmente as tensões médias V_{C1} e V_{C2} são iguais, a variável V_C foi adotada para representá-las e, assim, a tensão aplicada aos indutores é expressa:

$$V_{L_1} = V_{L_2} = V_E, \quad (3.10)$$

$$V_{L_o} = V_E + 2V_C - V_o. \quad (3.11)$$

- Etapa 2 ($t_1 < t < t_2$):** quando os interruptores S_1 e S_2 são comandados a bloquear, os diodos D_1 e D_2 entram em condução. Assim, os indutores L_1 e L_2 são conectados em série com a fonte de tensão V_E e fornecem energia para carregar os capacitores C_1 e C_2 , conectados em paralelo, e à saída do conversor. Nesta etapa, a tensão aplicada aos indutores pode ser calculada por:

$$V_{L_1} = V_{L_2} = \frac{V_E - V_C}{2}, \tag{3.12}$$

$$V_{L_o} = V_C - V_o. \tag{3.13}$$

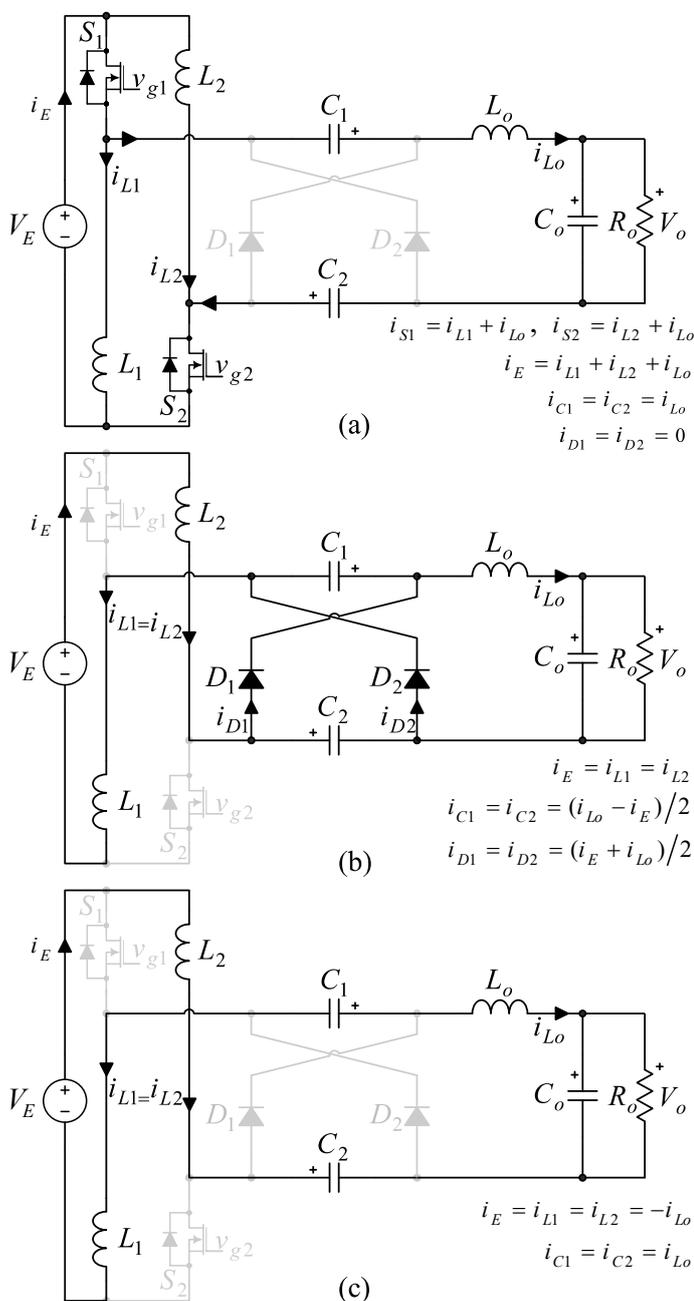


Figura 3.8 - Estados topológicos: (a) interruptores em condução, (b) interruptores bloqueados, e (c) interruptores bloqueados em operação MCD.

Ao aplicar o princípio de balanço volt-segundo aos indutores, utilizando (3.10) a (3.13), podem-se obter as seguintes expressões, sendo a variável D correspondente a razão cíclica do conversor:

$$\overline{V_{L_1}} = \overline{V_{L_2}} = V_E D + \left(\frac{V_E - V_C}{2} \right) (1 - D) = 0, \quad (3.14)$$

$$\overline{V_{L_o}} = (V_E + 2V_C - V_o) D + (V_C - V_o) (1 - D) = 0. \quad (3.15)$$

Resolvendo (3.15), o valor médio da tensão aplicada aos capacitores C_1 e C_2 pode ser expresso por:

$$V_C = \frac{V_o - V_E D}{1 + D}. \quad (3.16)$$

Substituindo (3.16) em (3.14), o ganho de tensão ideal do conversor em MCC é obtido:

$$G_{MCC} = \frac{V_o}{V_E} = \frac{1 + 3D}{1 - D}. \quad (3.17)$$

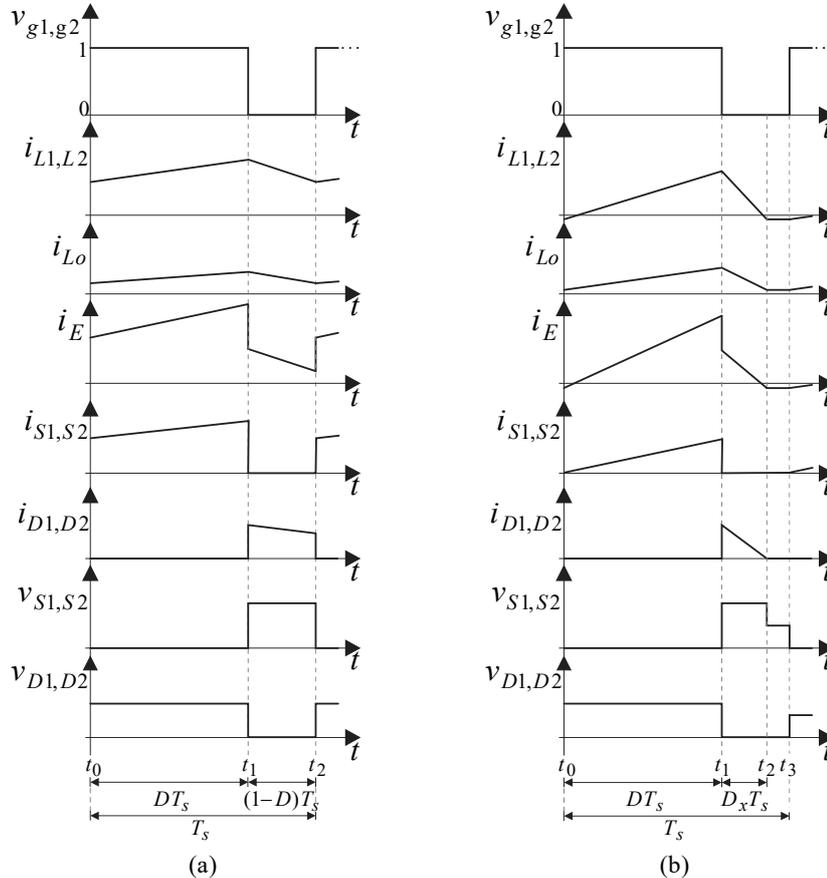


Figura 3.9 - Formas de onda típicas para (a) MCC, (b) MCD.

3.2.1.2 Operação em MCD

O ganho estático ideal em MCD pode ser obtido incluindo na análise a terceira etapa de operação, em que todos os semicondutores estão bloqueados, conforme retrata a Figura 3.8 (c).

- **Etapa 1 ($t_0 < t < t_1$):** essa etapa de operação é ilustrada na Figura 3.8 (a). A tensão aplicada aos indutores é descrita por (3.10) e (3.11), enquanto os valores máximos de corrente através destes componentes (I_{Lp} e I_{Lop}) são expressos por:

$$I_{Lp} = I_{L1p} = I_{L2p} = \frac{V_E D}{f_S L} + I_{L(\min)}, \quad (3.18)$$

$$I_{Lop} = \frac{2V_E D}{f_S L_o} + I_{Lo(\min)}, \quad (3.19)$$

em que f_S representa a frequência de chaveamento do conversor e L representa os indutores de entrada L_1 e L_2 , considerando que estes são iguais.

- **Etapa 2 ($t_1 < t < t_2$):** essa etapa é retratada na Figura 3.8 (b). A tensão aplicada aos indutores é descrita por (3.12) e (3.13), enquanto as correntes através deles são expressas por:

$$I_{L(\min)} = I_{L1(\min)} = I_{L2(\min)} = \frac{(V_E - V_c) D_x}{2f_S L} + I_{Lp}, \quad (3.20)$$

$$I_{Lo(\min)} = \frac{(V_c - V_o) D_x}{f_S L_o} + I_{Lop}, \quad (3.21)$$

em que D_x corresponde à razão cíclica do intervalo em que as correntes dos indutores decrescem até zero.

- **Etapa 3 ($t_2 < t < t_3$):** durante esse intervalo a corrente através dos diodos torna-se nula, enquanto os interruptores S_1 e S_2 ainda permanecem sem comando, de maneira que todos os semicondutores estejam bloqueados. A corrente que flui através de L_1 e de L_2 é constante, como mostrado na Figura 3.8 (c) e na Figura 3.9 (b). Além disso, a corrente em L_o é descrita por:

$$I_{Lo(\min)} = -I_{L(\min)}. \quad (3.22)$$

Combinando (3.18) e (3.20) é possível encontrar o intervalo de tempo entre t_1 e t_2 , descrito por D_x , conforme ilustrado na Figura 3.9 (b), dado por:

$$D_x = \frac{2V_E D}{V_c - V_E}. \quad (3.23)$$

Associando (3.19), (3.21) e (3.23), a tensão V_C também pode ser escrita como:

$$V_C = \frac{1}{2}(V_E + V_o). \quad (3.24)$$

Substituindo-se (3.24) em (3.23), D_x pode ser reescrita em função de D , V_o e V_E :

$$D_x = \frac{4V_E D}{V_o - V_E}. \quad (3.25)$$

Durante o intervalo de tempo D_x , o valor médio da corrente através dos diodos D_1 e D_2 é igual ao valor médio da corrente de saída I_o , então:

$$I_o = I_{Dp} \frac{D_x}{2} = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.26)$$

$$I_{Dp} = I_{D1p} = I_{D2p} = \frac{I_{Lp} + I_{Lop}}{2}. \quad (3.27)$$

Combinando-se (3.18), (3.19), (3.26) e (3.27), encontra-se:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{2V_E^2 D^2}{f_S L_{eq} (V_o - V_E)} \quad (3.28)$$

sendo a indutância equivalente L_{eq} definida por:

$$L_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{2L} + \frac{1}{L_o}}. \quad (3.29)$$

Resolvendo-se (3.28), o ganho de tensão ideal em MCD é obtido:

$$G_{MCD} = \frac{V_o}{V_E} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{8D^2}{K}}, \quad (3.30)$$

em que, similarmente a [3] e [87], o parâmetro adimensional K é definido por:

$$K = \frac{f_S L_{eq}}{R_o}. \quad (3.31)$$

3.2.1.3 Característica Estática

O conversor proposto pode operar em modo de condução crítica (MCCr), em que os ganhos estáticos em MCC e MCD são equivalentes. Conseqüentemente, igualando-se (3.17) e (3.30), o valor crítico de K pode ser obtido:

$$K_{\text{crit}} = \frac{D(1-D)^2}{2(1+3D)}. \quad (3.32)$$

O gráfico de K_{crit} versus D ilustrado na Figura 3.10 evidencia que para $K > K_{\text{crit}}$ o conversor opera em MCC, caso contrário, em MCD. Adicionalmente, a partir de (3.28) é possível obter a resistência de carga crítica, dada por:

$$R_{\text{crit}} = \frac{2(1+3D)f_S L_{eq}}{D(1-D)^2}. \quad (3.33)$$

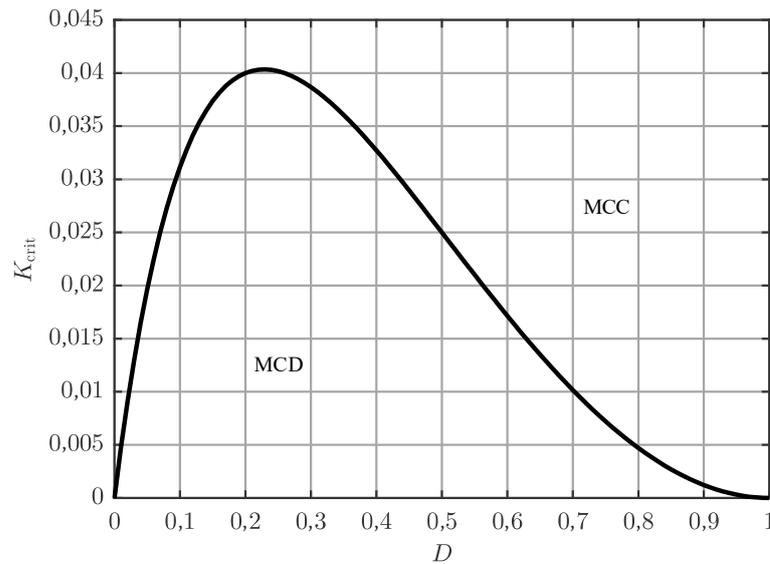


Figura 3.10 - Condições limites para a operação do conversor

Pode-se também definir um parâmetro adimensional γ para representar a corrente parametrizada de saída do conversor [87], dado por:

$$\gamma = \frac{I_o L_{eq} f_S}{V_E}. \quad (3.34)$$

Substituindo-se (3.34) em (3.28), o valor crítico de γ pode ser encontrado:

$$\gamma_{\text{crit}} = \frac{2D^2}{G-1}. \quad (3.35)$$

Ademais, isolando a razão cíclica D em (3.17) e substituindo seu resultado em (3.35), o valor crítico de γ pode ser expresso em termos do ganho estático, tal como:

$$\gamma_{\text{crit}} = \frac{2(G-1)}{(G+3)^2}. \quad (3.36)$$

O valor crítico de γ é graficamente retratado na Figura 3.11, em que a linha tracejada mostra o limite da operação MCC e MCD.

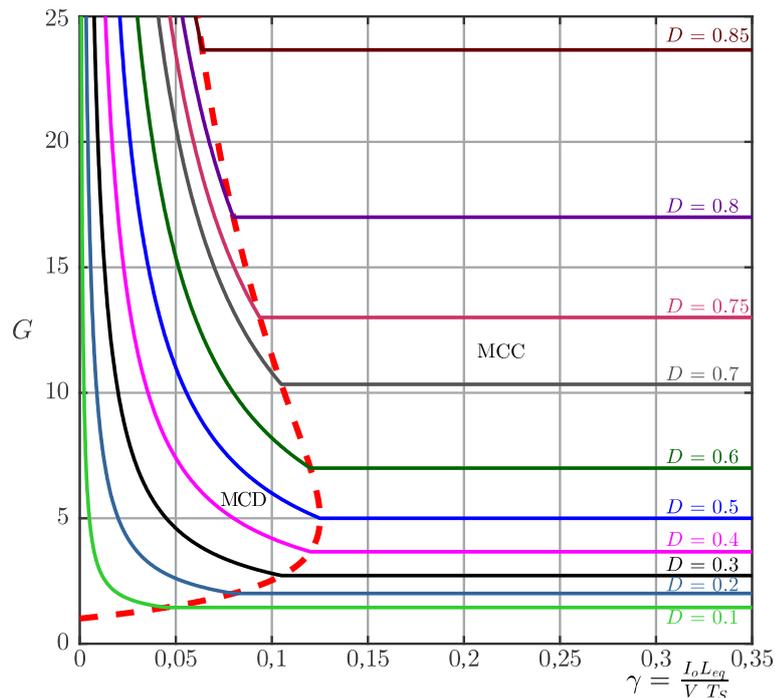


Figura 3.11 - Característica externa do conversor proposto.

3.2.1.4 Influência dos Parâmetros Parasitas

Com o intuito de verificar o impacto dos parâmetros parasitas no ganho estático do conversor, alguns desses parâmetros foram incluídos no modelo analisado. Nessa análise, são consideradas a resistência dos enrolamentos dos indutores (r_{L0} e $r_{L1} = r_{L2} = r_L$), a resistência de condução dos interruptores ($r_{S1} = r_{S2} = r_S$), a queda de tensão direta dos diodos ($V_{F1} = V_{F2} = V_F$), suas respectivas resistências ($r_{D1} = r_{D2} = r_D$) e as resistências série equivalentes dos capacitores ($r_{C1} = r_{C2} = r_C$). Os valores numéricos provenientes das folhas de dados dos componentes ou medidos no protótipo, são apresentados na Tabela 3-1, enquanto a estrutura do conversor, incluindo os parâmetros parasitas é apresentada na Figura 3.12.

Tabela 3-1: Parâmetros Parasitas dos Componentes

V_F	r_D	r_L	r_S	r_C	r_{L0}
1,7 V	83 m Ω	46 m Ω	15 m Ω	10 m Ω	412 m Ω

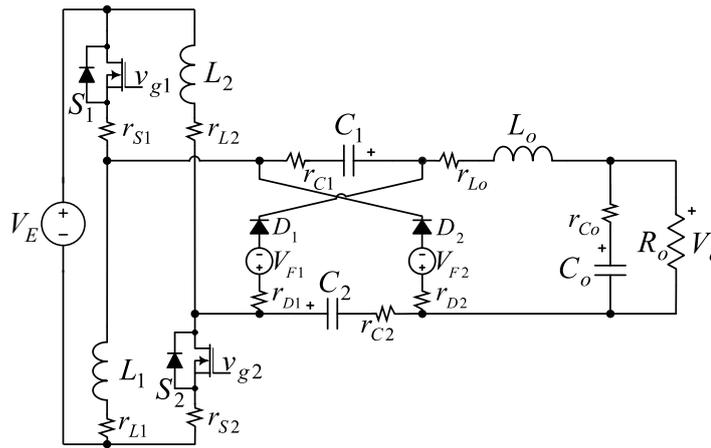


Figura 3.12 – Representação do conversor proposto com parâmetros parasitas.

Após a inclusão dos parâmetros parasitas, uma nova equação para descrever o ganho estático do conversor pode ser obtida, conforme:

$$G'_{CCM} = \frac{\frac{1+3D}{1-D} - \frac{2V_F}{V_E}}{1 + \frac{r_L}{R_o} \frac{2(1+D)^2}{(1-D)^2} + \frac{r_S}{R_o} \frac{8D}{(1-D)^2} + \frac{r_D + r_C D}{R_o} \frac{2}{(1-D)} + \frac{r_{L_o}}{R_o}} \quad (3.37)$$

A comparação gráfica entre (3.17), (3.37) e alguns pontos experimentais obtidos a partir do ensaio do protótipo descrito na seção 3.2.3 pode ser feita por meio da Figura 3.13.

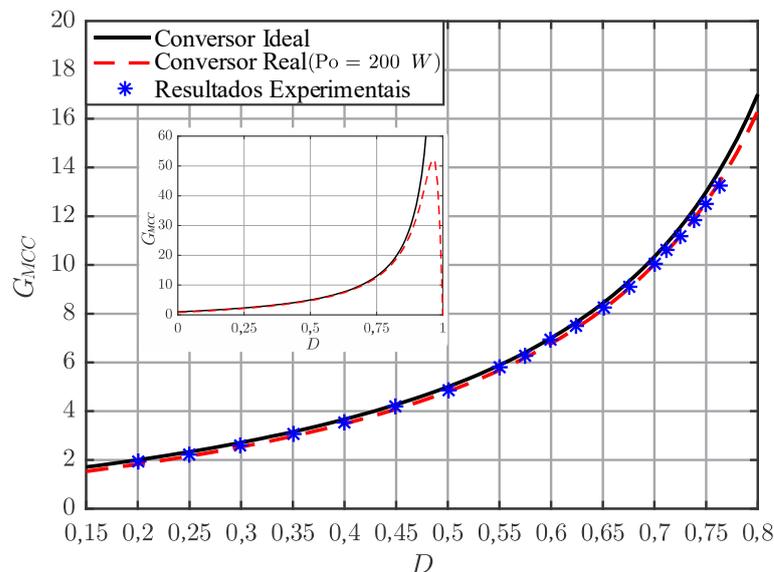


Figura 3.13 - Curvas de ganho estático do conversor ASL-SU2C.

Percebe-se que os resultados experimentais são adequadamente representados pelos modelos, principalmente quando os parâmetros parasitas do conversor são considerados. Pode-se ainda verificar que o ganho estático se aproxima de 16 para razões cíclicas próximas de 0,8,

evidenciando a característica de alto ganho do conversor proposto. Além disso, a imagem detalhada dentro da Figura 3.13 mostra as curvas de ganho estático para uma completa excursão da razão cíclica, evidenciando a relação entre o comportamento ideal e as limitações reais do conversor.

3.2.1.5 Esforços de Tensão e de Corrente

Considerando a operação do conversor em MCC, uma análise completa pode ser realizada para obter as principais equações que descrevem os esforços de tensão e de corrente em todos os componentes.

Primeiramente, substituindo (3.24) em (3.11), encontra-se a tensão aplicada ao indutor durante a primeira etapa de operação, conforme expressa por:

$$v_{L_o} = 2V_E = L_o \frac{di_{L_o}}{dt}. \quad (3.38)$$

Manipulando-se tal relação, facilmente isola-se ΔI_{L_o} ou L_o , tal como:

$$\Delta I_{L_o} = \frac{2V_E D}{f_S L_o}, \quad (3.39)$$

$$L_o = \frac{2V_E D}{\Delta I_{L_o} f_S}. \quad (3.40)$$

Uma vez que o valor médio da corrente no capacitor de saída C_o é nulo em regime permanente, o valor médio de corrente no indutor de saída I_{L_o} pode ser considerado igual ao valor médio da corrente de carga I_o . Portanto, considerando $P_o = P_E$, pode-se escrever:

$$I_{L_o} = I_o = \frac{1-D}{1+3D} I_E, \quad (3.41)$$

$$I_{L_o} = \frac{P_o(1-D)}{V_E(1+3D)}. \quad (3.42)$$

Como os indutores de entrada são conectados em paralelo com a fonte V_E durante a primeira etapa de operação, a expressão para determinar as indutâncias de L_1 e L_2 pode ser obtida de maneira similar à descrita para obtenção de L_o :

$$L = L_1 = L_2 = \frac{V_E D}{\Delta I_L f_S}. \quad (3.43)$$

A partir da Figura 3.8 (a) e (b) é possível definir uma equação para calcular a corrente de entrada, tal como:

$$I_E = (2I_L + I_{L_o})D + I_L(1-D). \quad (3.44)$$

Deste modo, os valores médios das correntes nos indutores de entrada podem ser obtidos isolando-se I_L em (3.44) e substituindo (3.42) no resultado encontrado, logo:

$$I_L = I_{L1} = I_{L2} = \frac{P_o(1+D)}{V_E(1+3D)}. \quad (3.45)$$

A determinação das capacitâncias $C=C_1=C_2$ é realizada partindo da premissa de que durante a primeira etapa de operação a corrente que flui por estes elementos é a própria corrente i_{L_o} , que cresce linearmente, partindo de seu valor mínimo $(I_{L_o}-\Delta I_{L_o}/2)$ até alcançar seu valor máximo $(I_{L_o}+\Delta I_{L_o}/2)$, ou seja,

$$i_{L_o} = I_{L_o} - \frac{\Delta I_{L_o}}{2} + \frac{\Delta I_{L_o}}{DT_s} t. \quad (3.46)$$

Assim, aplicando (3.46) em (3.47), obtém-se (3.48).

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_{L_o} dt \quad (3.47)$$

$$C = C_1 = C_2 = \frac{P_o D(1-D)}{V_E f_s (1+3D) \Delta V_C} \quad (3.48)$$

O valor médio da tensão V_C aplicada aos capacitores foi apresentada em (3.16). Contudo, a partir da substituição de (3.17) em (3.16) pode ser reescrita em função da tensão de entrada:

$$V_C = V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_E(1+D)}{1-D}. \quad (3.49)$$

Como evidenciado na Figura 3.8 (a), a corrente nos capacitores C_1 e C_2 é igual à corrente do indutor de saída durante o primeiro estado topológico. No segundo estado topológico cada capacitor assume metade da diferença entre as correntes dos indutores de entrada e de saída. Consequentemente, o valor eficaz relacionado à corrente dos capacitores pode ser expresso como:

$$i_{C,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} (i_{Lo})^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left(\frac{i_{Lo} - i_L}{2} \right)^2 dt \right)} \quad (3.50)$$

$$i_{C,rms} = \frac{P_o(1-D)}{V_E(1+3D)} \sqrt{\frac{D}{1-D}}. \quad (3.51)$$

O valor médio da tensão V_{Co} aplicada ao capacitor de saída equivale à própria tensão de saída do conversor. Considerando-se que a parcela alternada de i_{Lo} flui através de C_o , é possível escrever:

$$C_o = \frac{V_E D}{4L_o \Delta V_{Co} f_s^2}. \quad (3.52)$$

Para selecionar os diodos D_1 e D_2 , o valor da tensão reversa máxima a que são submetidos e o valor das correntes médias que fluem por eles, podem ser expressos respectivamente por:

$$v_D = \frac{2V_E}{1-D}, \quad (3.53)$$

$$I_D = \frac{P_o(1-D)}{V_E(1+3D)}. \quad (3.54)$$

Durante a primeira etapa a tensão v_D é igual à soma de V_E e V_C , enquanto a corrente I_D pode ser obtida pelo produto da razão cíclica complementar com a média entre as correntes I_L e I_{Lo} , conforme sugere a Figura 3.8 (b).

Os esforços de tensão nos interruptores e seus valores eficazes de corrente podem ser calculados respectivamente por:

$$v_S = \frac{V_E}{1-D} \quad (3.55)$$

$$i_{S,rms} = \frac{2P_o \sqrt{D}}{V_E(1+3D)} \quad (3.56)$$

em que v_S é obtida pela diferença das tensões V_E e V_L durante a segunda etapa de operação, e $i_{S,rms}$ pode ser deduzida considerando a corrente que flui pelos interruptores durante a primeira etapa de operação ($I_L + I_{Lo}$).

3.2.2 Análise Comparativa

Esta seção compara a topologia proposta com outras estruturas não isoladas e não acopladas que também fornecem elevados ganhos de tensão, tal como *SL-Boost* [32], o *SC-Boost* [29], o Conversor III [40] e o *SH-SLC* [43]. O ganho estático, as equações normalizadas que descrevem os esforços de tensão e o número de componentes aplicado em cada um dos conversores comparados são apresentados na Tabela 3-2 e representados graficamente pela Figura 3.14 e Figura 3.15.

Tabela 3-2: Comparação entre Conversor Proposto e Topologias Similares

Dados de comparação	ASL-SU2C proposto	<i>SH-SLC</i> [43]	Conversor III [40]	<i>SC-Boost</i> [29]	<i>SL-Boost</i> [32]
Ganho (CCM)	$\frac{1+3D}{1-D}$	$\frac{1+3D}{1-D}$	$\frac{3-D}{1-D}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{1+D}{1-D}$
Esforços (vs/Vin)	$\frac{G}{1+3D}$	$\frac{G+1}{2}$	$\frac{G-1}{2}$	$\frac{G}{2}$	G
Diodos Saída (vDo /Vin)	–	G+1	G–1	$\frac{G}{2}$	G
Diodos Célula SC (vD /Vin)	$\frac{2G}{1+3D}$	–	–	$\frac{G}{2}$	–
Diodos P-SL (vDa,b /Vin) e (vDc /Vin)	–	$\frac{G-1}{4}$ e 1	–	–	$\frac{G-1}{2}$ e 1
Diodos Célula VL (vD /Vin)	–	–	$\frac{G-1}{2}$	–	–
Número de interruptores	2	2	2	1	1
Número de diodos	2	7	3	3	4
Número de capacitores	3	1	3	3	1
Número de indutores	3	4	2	1	2
Corrente de entrada constante	Não	Não	Não	Sim	Sim

3.2.2.1 Comparação Gráfica do Ganho de Tensão e dos Esforço de Tensão nos Interruptores

A partir da Tabela 3-2 e da Figura 3.14 é possível perceber que o maior ganho de tensão ideal é alcançado pelos conversores ASL-SU2C (proposto) e *SH-SLC* [43]. Todavia, o conversor proposto possui um número significativamente menor de diodos e um indutor a menos. Em contraste, possui apenas dois capacitores adicionais, que podem ser de filme, devido aos baixos valores de capacitância.

As equações apresentadas na Tabela 3-2 e as curvas da Figura 3.15 revelam que o conversor proposto apresenta os menores esforços de tensão nos interruptores, dentre os conversores comparados, para qualquer ganho de tensão superior a 5.

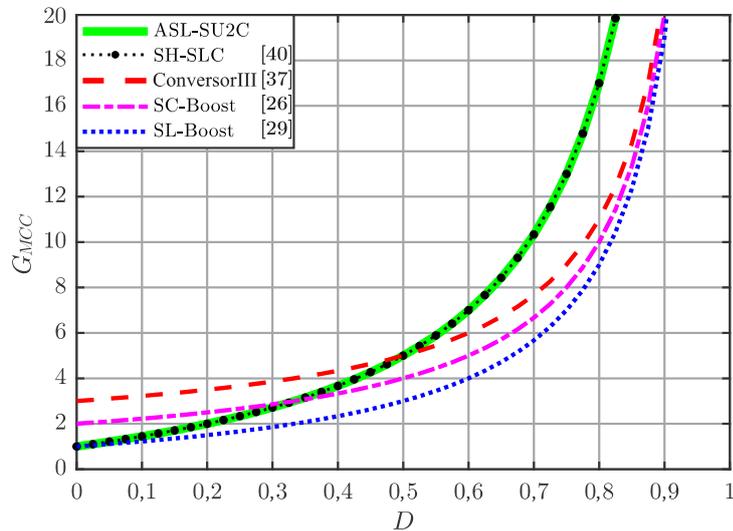


Figura 3.14 - Comparação do ganho estático

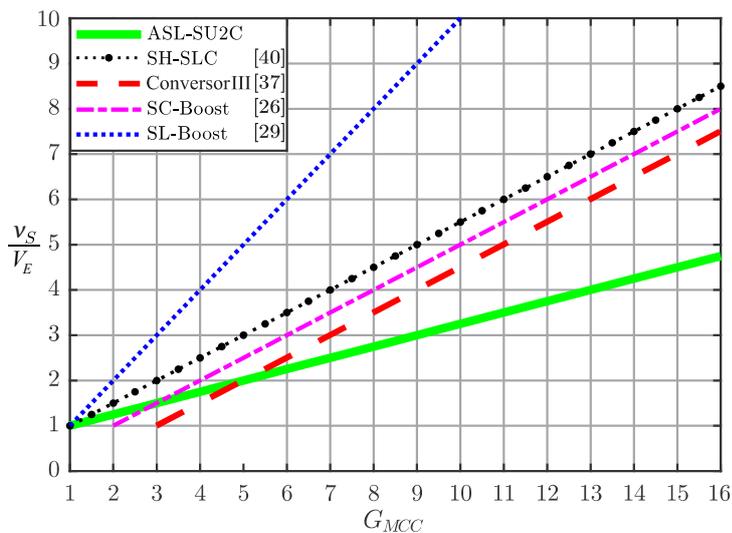


Figura 3.15 - Comparação dos esforços de tensão normalizados submetidos aos interruptores.

3.2.3 Resultados Experimentais

A fim de verificar o desempenho experimental do conversor proposto, o protótipo mostrado na Figura 3.16 foi construído e testado de acordo com as especificações e componentes apresentados na Tabela 3-3. A motivação para escolha dos valores de tensão, poderia ser associada à uma possível aplicação junto a um estágio intermediário de um micro inversor (110 Vca), considerando sua alimentação a partir de um módulo fotovoltaico.

Tabela 3-3: Especificações e Componentes do Conversor Proposto

Tensão de entrada (V_E)	20 V
Tensão de saída (V_o)	260 V
Potência nominal (P_o)	200 W
Frequência de chaveamento (f_s)	50 kHz
<i>Drivers comerciais</i>	DRO100S25A
S_1 e S_2	IRFB4321PbF
D_1 e D_2	SDT10S60
L_1 e L_2	223 μ H
C_1 , C_2 e C_o	1 μ F (filme)
L_o	2,34 mH

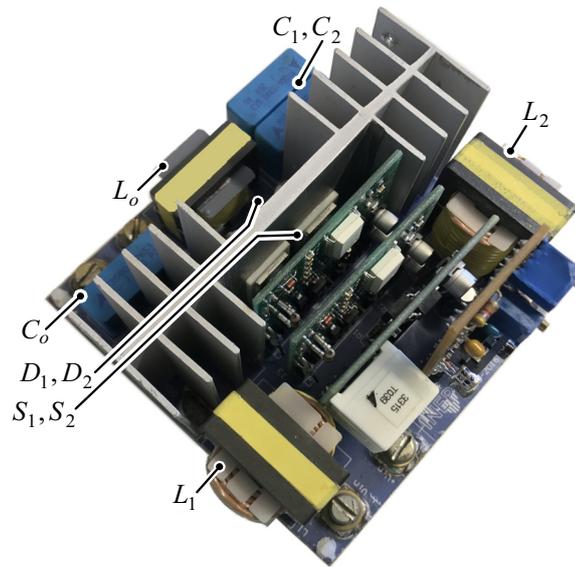


Figura 3.16 - Protótipo de laboratório (100 mm x 100 mm x 50 mm).

A seguir são apresentadas algumas formas de onda experimentais (Figura 3.17 a Figura 3.20), considerando a operação do conversor em malha aberta, na potência nominal e com a tensão de entrada fixa em 20 V. Para alcançar o ganho de tensão desejado (13 vezes), de 20 V para 260 V, é necessário ajustar a razão cíclica do conversor para $D = 0,76$. A Figura 3.17 mostra os sinais de comando (v_{g1} e v_{g2}) e destaca o patamar de 80 V de tensão ao qual são submetidos os interruptores (v_{S1} e v_{S2}) durante o bloqueio, conforme previsto por (3.55).

As tensões e correntes de entrada e de saída do conversor são mostradas na Figura 3.18, evidenciando o elevado ganho de tensão. Pode-se observar que a forma da corrente de entrada indica que o conversor opera em MCC, como na Figura 3.9 (a). A corrente de entrada i_E é igual à soma de i_{L1} , i_{L2} e i_{Lo} durante o intervalo em que os interruptores estão conduzindo, e igual à corrente dos indutores de entrada, no intervalo complementar, apresentando uma transição que varia entre i_L e $2i_L+i_{Lo}$ no instante em que os interruptores entram em condução, e entre $2i_L+i_{Lo}$ e i_L , no bloqueio. Em casos em que a fonte de entrada não possa ser submetida a tais variações, é recomendado o emprego de um filtro. A Figura 3.19 evidencia que o valor médio da tensão

nos capacitores C_1 e C_2 estabelece-se em torno de 140 V, em concordância com (3.49). Além disso, é observado que as tensões nos diodos foram devidamente previstas por (3.53).

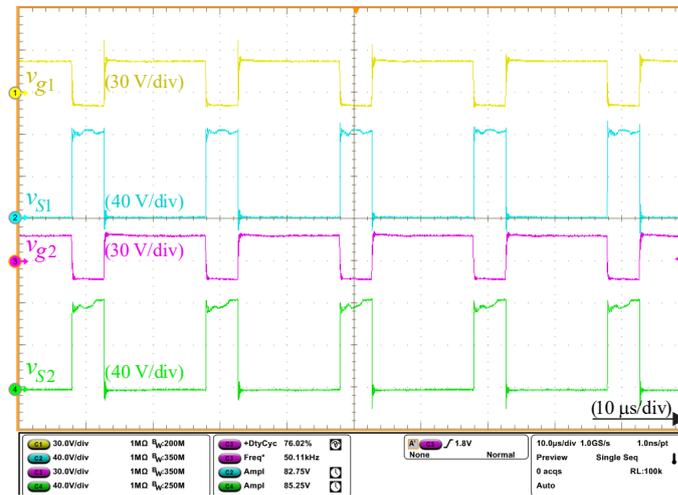


Figura 3.17 - Tensões nos MOSFETs, entre porta-fonte (v_{g1} e v_{g2}) e dreno-fonte (v_{S1} e v_{S2}).

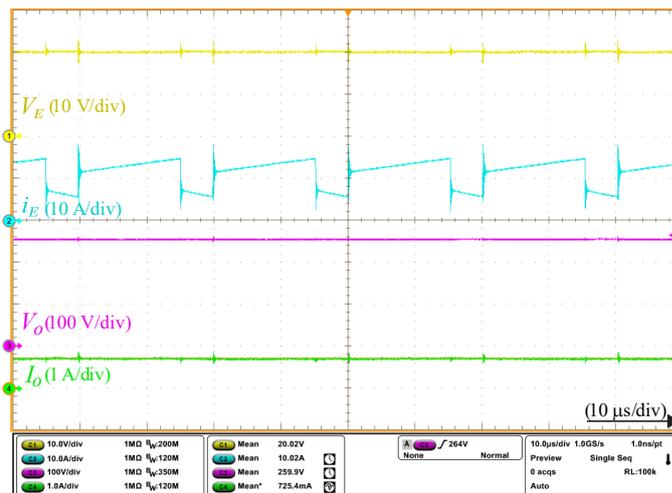


Figura 3.18 - Tensões de entrada e de saída (V_E e V_o) e correntes de entrada e de saída (i_E e I_o).

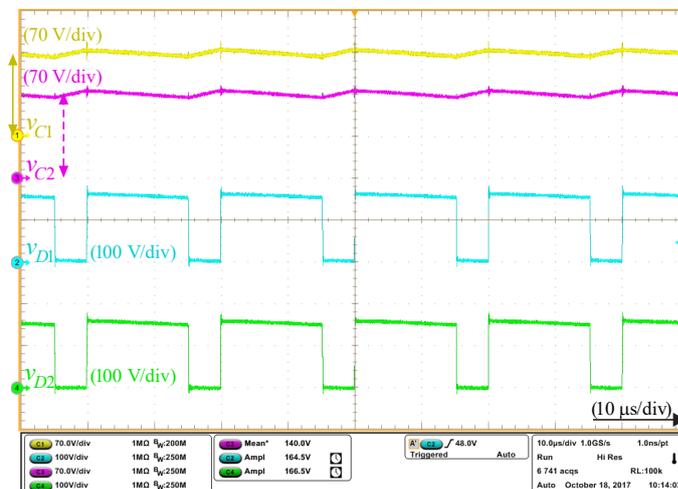


Figura 3.19 - Tensões nos capacitores (v_{C1} e v_{C2}) e tensões nos diodos (v_{D1} e v_{D2}).

A Figura 3.20 mostra principalmente as formas de onda das correntes nos indutores L_1 e L_2 . O valor médio das correntes mensuradas nos respectivos indutores é de aproximadamente 5,42 A, aproximando-se do valor teórico (5,38 A) estimado por (3.45). Além disso, como os respectivos indutores foram projetados considerando uma ondulação de corrente (Δi_L) da ordem de 25% do valor médio nominal, a ondulação experimentalmente obtida (1,4 A) equivale ao valor teórico.

A Figura 3.21 mostra as curvas de eficiência experimentalmente obtidas a partir do analisador de potência Yokogawa (WT1800). Durante os ensaios, a tensão de saída foi mantida em 260 V, enquanto a potência de saída foi variada. A eficiência máxima obtida foi de aproximadamente 96,33%, sendo alcançada com 150 W de potência e 30 V de tensão de entrada. Como pode ser observado na Figura 3.21, a eficiência eleva-se para maiores tensões de entrada, pois a corrente de entrada diminui e, dessa maneira, as perdas por condução nos interruptores e nos indutores tendem a reduzir.

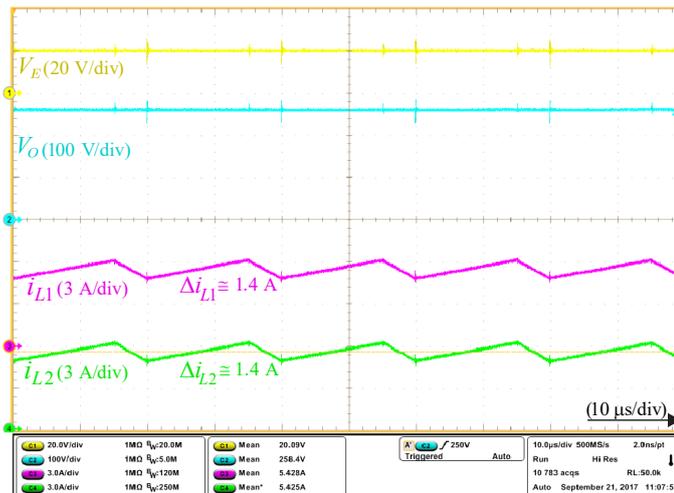


Figura 3.20 - Corrente nos indutores de entrada (i_{L1} e i_{L2}) e tensões de entrada e saída.

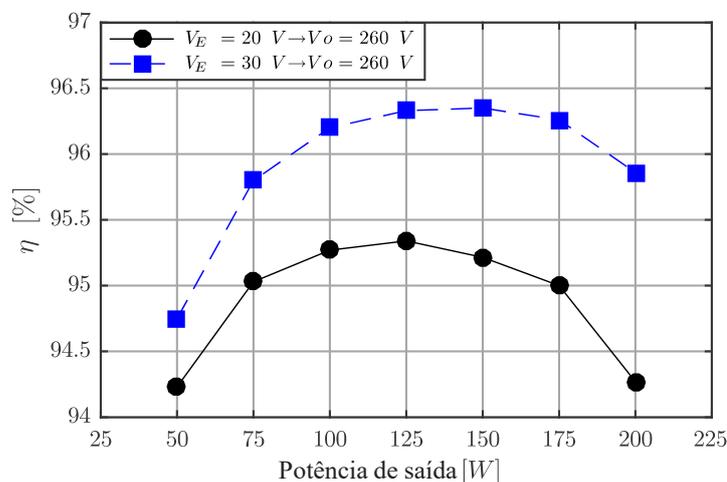


Figura 3.21 - Resultados experimentais: eficiência em função da potência de saída.

Finalizando a análise do novo conversor, os resultados experimentais obtidos demonstram que os esforços de tensão nos interruptores durante o bloqueio são reduzidos e que nas especificações nominais, obteve-se uma eficiência satisfatória de 94,27%, superior ao desempenho apresentado pelo SH-SLC [43], que foi o principal objeto de comparação por possuir exatamente a mesma função de ganho estático do conversor proposto.

3.3 CONCLUSÃO

Este capítulo demonstrou que o potencial da metodologia proposta também pode ser explorado, combinando conversores que empregam técnicas de elevação de tensão, tal como o uso de capacitores chaveados e de indutores chaveados, resultando em topologias com ganhos ainda maiores. Além da metodologia proposta enquadrar sistematicamente diversos desses conversores cc-cc de alto ganho já publicados, ela possibilita a obtenção do ganho estático dos respectivos conversores, de forma simples e intuitiva.

Com a expansão da metodologia apresentada, foi possível derivar a nova topologia [83], detalhada e experimentalmente avaliada na última seção do presente capítulo. Os resultados experimentais com o conversor proposto evidenciaram sua capacidade de fornecer um elevado ganho de tensão (13 vezes), utilizando-se um número reduzido de semicondutores em uma estrutura que apresenta apenas dois interruptores ou dois diodos no caminho da corrente, dependendo da etapa de operação. Adicionalmente, pelo gráfico da Figura 3.13 pode-se prever que o limite prático de operação do conversor, pode ocorrer com razão cíclica próxima de 0,8, fazendo com que seja capaz de proporcionar ganhos de até dezesseis vezes.

OBTENÇÃO DE MODELOS DINÂMICOS DE CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO

Este capítulo apresenta uma nova abordagem acerca da obtenção de modelos dinâmicos de conversores estáticos utilizando o circuito equivalente de Thévenin [88]. Como a conexão diferencial descrita previamente resulta em conversores com vários elementos armazenadores de energia, o grau de dificuldade da modelagem acaba sendo incrementado. Desta forma, propõe-se o emprego do circuito equivalente de Thévenin dos conversores básicos para obter os modelos dinâmicos das topologias diferenciais.

4.1 MODELAGEM DINÂMICA DE CONVERSORES CC-CC UTILIZANDO O CIRCUITO EQUIVALENTE DE THÉVENIN

Os esforços empregados na obtenção de modelos matemáticos que descrevam o comportamento de algumas variáveis dos conversores estáticos justificam-se devido sua importância para desenvolvimento de estratégias de controle confiáveis, que garantam operação destes conversores de acordo com os requisitos estabelecidos na etapa de dimensionamento, assegurando a proteção de seus componentes, da fonte de alimentação e da carga suprida.

Os métodos de modelagem de conversores cc-cc existentes na literatura estão baseados na formulação analítica de cada etapa de operação do conversor estudado. Os principais métodos são: modelagem por circuito médio equivalente [3], [16], [89]–[91], modelagem da chave PWM [92], [93] e modelo médio em espaço de estado [94], [95]. A modelagem por circuito médio equivalente e chave PWM resultam na obtenção de valores médios de correntes e tensões envolvidas na operação do conversor em um período de comutação, enquanto que o modelo médio em espaço de estado resulta em equações de estado em cada etapa de operação. Posto isto, pode-se realizar o estudo do comportamento dinâmico do conversor estático. É importante ressaltar que no modo de condução contínua (MCC) os três métodos de modelagem supracitados culminam no mesmo comportamento dinâmico e, portanto, nas mesmas funções de transferência [3], [16].

A representação de conversores chaveados por meio de circuitos equivalentes de Norton e Thévenin não é inédita e tem sido explorada em trabalhos envolvendo o paralelismo de conversores estáticos [96]–[98]. No entanto, uma nova abordagem baseada no emprego do

circuito equivalente de Thévenin visto do par de terminais cuja tensão ou corrente deseja-se controlar é apresentada nesta tese para obter as funções de transferências orientada ao controle dos conversores diferenciais. Tal método constitui uma ferramenta versátil, que permite a obtenção rápida de funções de transferência, mesmo quando os elementos alocados entre os terminais de interesse são modificados. Vale destacar que a utilização de ferramentas de análise de circuitos lineares, como o equivalente de Thévenin, requer que as adversidades que envolvem a modelagem de conversores estáticos (descontinuidades e não linearidades) sejam contornadas.

4.1.1 Modelos Médios de Grandes e de Pequenos Sinais

O primeiro desafio a ser superado é a descontinuidade gerada pela comutação dos conversores estáticos. Comumente, o período de comutação é significativamente inferior às constantes de tempo do conversor, sendo assim, é possível aproximar as grandezas instantâneas por seus valores médios calculados a cada período de comutação, sem que haja perda de informação relacionada à dinâmica que se deseja controlar.

Do ponto de vista dos conversores, essa aproximação significa substituir os interruptores, passivos e ativos, por fontes dependentes de tensão ou de corrente. Tal técnica resulta na obtenção do modelo médio de grandes sinais, que aproxima as grandezas comutadas do conversor por seus valores médios calculados em um período de comutação.

A Figura 4.1 apresenta os modelos comutados dos conversores cc-cc básicos, enquanto a Figura 4.2 expõe os respectivos modelos médios de grandes sinais em modo de condução contínua.

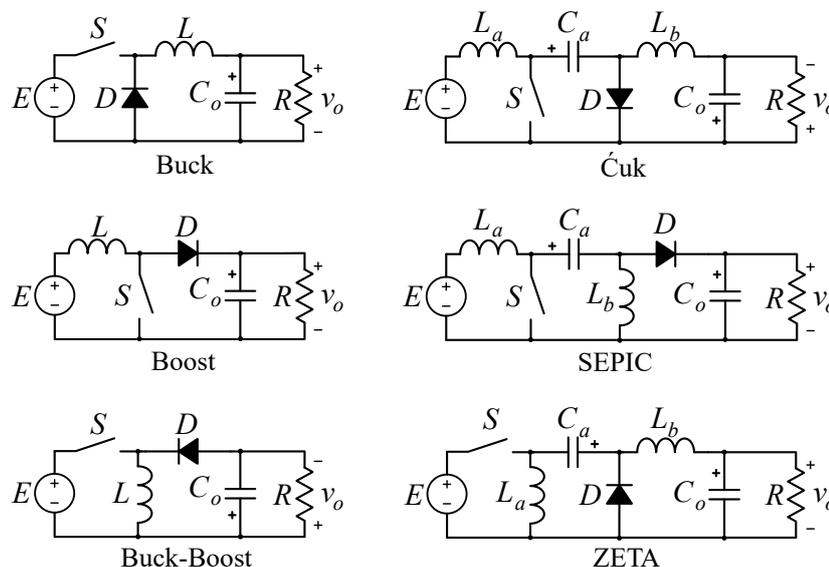


Figura 4.1 - Modelos comutados dos conversores cc-cc básicos.

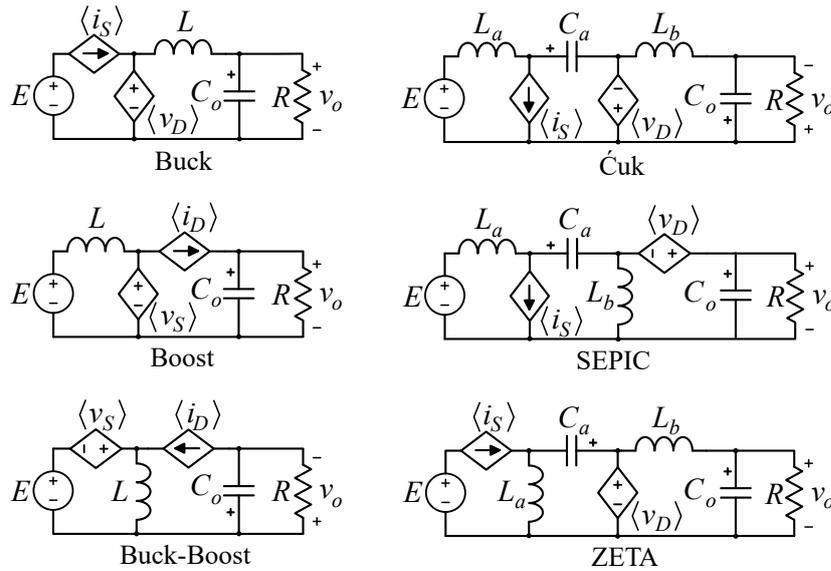


Figura 4.2 - Modelos médios de grandes sinais dos conversores cc-cc básicos.

As fontes dependentes são especificadas em função dos valores médios das tensões ou das correntes dos interruptores que elas substituem. Este modelo resolve o problema da descontinuidade dos conversores, porém a não linearidade, se pré-existente, permanece uma vez que tais tensões/correntes são descritas por equações não lineares, resultantes do produto de grandezas que variam no tempo, tal como exemplificado em (4.1) e (4.2), para o caso do conversor *Boost*.

$$\langle v_S \rangle = (1-d)\langle v_o \rangle \tag{4.1}$$

$$\langle i_D \rangle = (1-d)\langle i_L \rangle \tag{4.2}$$

A modelagem orientada ao controle clássico tem como o objetivo a obtenção de funções de transferência por meio da aplicação da transformada de Laplace. No entanto, os conversores estáticos tipicamente apresentam comportamento não linear. Sabendo que essa transformada é aplicável apenas a sistemas lineares e invariantes no tempo, pode-se então recorrer à sua linearização. Uma das estratégias de linearização consiste em considerar que o conversor tem comportamento linear nos entornos de um ponto de operação X (parcela cc), desde que a perturbação \tilde{x} (parcela ca) em torno deste ponto seja suficientemente pequena [3]. Desta forma, todas as variáveis do sistema podem ser expressas pela soma de duas parcelas: a primeira cc, que descreve o ponto de operação, e a segunda ca, que por sua vez representa a pequena perturbação:

$$\langle x \rangle = X + \tilde{x} \tag{4.3}$$

Aplicando a linearização descrita em (4.3) às variáveis das equações (4.1) e (4.2), obtêm-se dois conjuntos de equações. O primeiro representando o ponto de operação expresso em (4.4) e (4.5), enquanto o segundo representa as pequenas variações em torno do ponto de operação, sendo apresentadas em (4.6) e (4.7).

$$V_S = (1-D)V_o \quad (4.4)$$

$$I_D = (1-D)I_L \quad (4.5)$$

$$\tilde{v}_S = (1-D)\tilde{v}_o - \tilde{d}V_o - \tilde{d}\tilde{v}_o \quad (4.6)$$

$$\tilde{i}_D = (1-D)\tilde{i}_L - \tilde{d}I_L - \tilde{d}\tilde{i}_L \quad (4.7)$$

As equações (4.6) e (4.7) permanecem não lineares devido aos termos de segunda ordem, representados pelo produto de perturbações. Contudo, da suposição de que tais perturbações são suficientemente pequenas, infere-se que os termos de segunda ordem sejam relativamente menores do que os demais e, portanto, que podem ser descartados sem que haja perda de generalidade. Tal suposição resulta em (4.8) e (4.9).

$$\tilde{v}_S = (1-D)\tilde{v}_o - \tilde{d}V_o \quad (4.8)$$

$$\tilde{i}_D = (1-D)\tilde{i}_L - \tilde{d}I_L \quad (4.9)$$

O desacoplamento entre os termos cc e ca promovido pela linearização permite representar o conversor por meio de seu modelo médio de pequenos sinais, que considera apenas os termos ca. A fonte de tensão de entrada, considerada ideal, não varia e, portanto, é representada por um curto circuito. A Tabela 4-1 e a Figura 4.3 apresentam os modelos médios de pequenos sinais dos conversores cc-cc básicos não-isolados.

Tabela 4-1: Equações dos modelos médios de pequenos sinais dos conversores cc-cc básicos não-isolados

Conversor	Equações	Conversor	Equações
Buck	$\tilde{v}_D = \tilde{d}E$ $\tilde{i}_S = D\tilde{i}_L + \tilde{d}I_L$	ZETA	$\tilde{v}_D = D\tilde{v}_{Ca} + \tilde{d}(V_{Ca} + E)$ $\tilde{i}_S = D\tilde{i}_{La} + D\tilde{i}_{Lb} + \tilde{d}(I_{La} + I_{Lb})$
Boost	$\tilde{i}_D = (1-D)\tilde{i}_L - \tilde{d}I_L$ $\tilde{v}_S = (1-D)\tilde{v}_o - \tilde{d}V_o$	SEPIC	$\tilde{v}_D = D\tilde{v}_{Ca} + D\tilde{v}_o + \tilde{d}(V_{Ca} + V_o)$ $\tilde{i}_S = D\tilde{i}_{La} + D\tilde{i}_{Lb} + \tilde{d}(I_{La} + I_{Lb})$
Buck-Boost	$\tilde{i}_D = (1-D)\tilde{i}_L - \tilde{d}I_L$ $\tilde{v}_S = (1-D)\tilde{v}_o - \tilde{d}(V_o - E)$	Ćuk	$\tilde{v}_D = D\tilde{v}_{Ca} + \tilde{d}V_{Ca}$ $\tilde{i}_S = D\tilde{i}_{La} + D\tilde{i}_{Lb} + \tilde{d}(I_{La} + I_{Lb})$

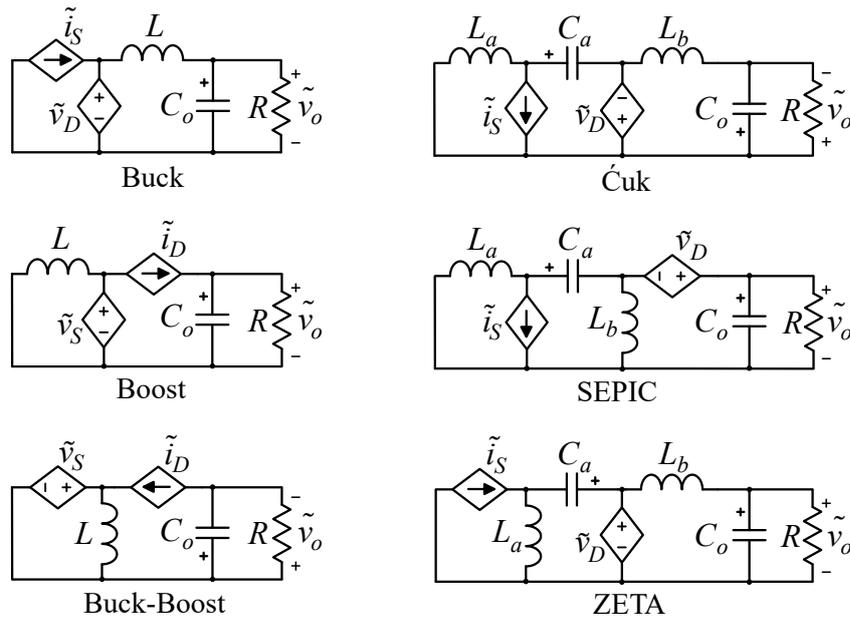


Figura 4.3 - Modelos médios de pequenos sinais dos conversores cc-cc básicos.

4.1.2 Equivalente de Thévenin e o Modelo Dinâmico

Os circuitos apresentados na Figura 4.3 são lineares e, portanto, permitem a utilização de ferramentas de análise de circuitos lineares. A primeira ferramenta que pode ser utilizada é a transformada de Laplace, que permite representar o circuito no domínio da frequência e extrair uma função de transferência. A função de transferência permite conhecer a resposta dinâmica de uma variável do circuito em função de perturbações em outra variável. Comumente é de interesse conhecer a resposta dinâmica da tensão de saída. No entanto, a obtenção do modelo depende da definição de uma carga, usualmente um filtro capacitivo e um resistor, o que torna o modelo obtido restrito, válido somente para a carga utilizada. Visando a obtenção de um modelo generalista capaz de se adequar a qualquer carga, faz-se o uso do equivalente de Thévenin do conversor visto da saída. A fim de encontrar o circuito equivalente de Thévenin de um determinado conversor, substitui-se a carga por uma fonte de corrente \tilde{i}_o , conforme exemplificado para o conversor *Boost* da Figura 4.4.

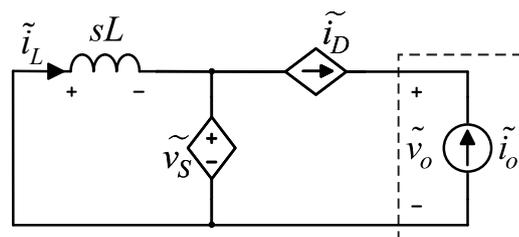


Figura 4.4 - Circuito elétrico para obtenção do equivalente de Thévenin visto da saída do conversor *Boost*.

Aplicando-se as leis de Kirchoff ao circuito da Figura 4.4, tem-se:

$$-(1-D)\tilde{i}_L + \tilde{d}I_L - \tilde{i}_o = 0 \quad (4.10)$$

$$sL\tilde{i}_L + (1-D)\tilde{v}_o - \tilde{d}V_o = 0 \quad (4.11)$$

A resolução do sistema descrito por (4.10) e (4.11) resulta em:

$$\tilde{v}_o = \tilde{d} \frac{-sLI_L + (1-D)V_o}{(1-D)^2} + \tilde{i}_o \frac{sL}{(1-D)^2} \quad (4.12)$$

É simples demonstrar que as constantes V_o e I_L no conversor *Boost* podem ser descritas em função da tensão de entrada e da potência do conversor, isto é:

$$I_L = \frac{P}{E} \quad (4.13)$$

$$V_o = \frac{E}{(1-D)} \quad (4.14)$$

A substituição de (4.13) e (4.14) em (4.12) conduz a:

$$\tilde{v}_o = \tilde{d} \frac{-s \frac{LP}{E} + E}{(1-D)^2} + \tilde{i}_o \frac{sL}{(1-D)^2} \quad (4.15)$$

A partir da equação (4.15) é possível extrair o valor da tensão e da impedância equivalente de Thévenin, conforme (4.16) e (4.17), respectivamente. Para obtenção do primeiro, deve-se considerar o circuito aberto, ou seja, \tilde{i}_o nulo, enquanto para obtenção do segundo, considera-se entrada nula, isto é \tilde{d} nulo:

$$\tilde{v}_{TH} = \tilde{d} \frac{-s \frac{LP}{E} + E}{(1-D)^2} \quad (4.16)$$

$$Z_{TH} = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_o} = \frac{sL}{(1-D)^2} \quad (4.17)$$

O mesmo procedimento pode ser aplicado aos demais conversores cc-cc, variando apenas o esforço algébrico necessário para resolução dos sistemas de equações de cada conversor.

Tabela 4-2: Parâmetros dos circuitos equivalentes de Thévenin vistos da saída dos conversores cc-cc básicos

Conversor	\tilde{v}_{TH}	Z_{TH}
<i>Buck</i>	$\tilde{d}E$	sL
<i>Boost</i>	$\tilde{d} \frac{-s \frac{LP}{E} + E}{(1-D)^2}$	$\frac{sL}{(1-D)^2}$
<i>Buck-Boost</i>	$-\tilde{d} \frac{-s \frac{LP}{DE} + E}{(1-D)^2}$	$\frac{sL}{(1-D)^2}$
<i>Ćuk</i>	$-\tilde{d} \frac{s^2 \frac{L_a C_a E}{1-D} - s \frac{L_a P}{E} + E}{s^2 L_a C_a + (1-D)^2}$	$\frac{s^3 L_a L_b C_a + s [L_a D^2 + L_b (1-D)^2]}{s^2 L_a C_a + (1-D)^2}$
<i>SEPIC</i>	$\tilde{d} \frac{-s^3 \frac{L_a L_b C_a P}{DE} + s^2 C_a E (L_a + L_b) - s \frac{L_a P}{E} + E}{s^2 C_a (L_a + L_b) (1-D)^2 + (1-D)^2}$	$\frac{s^3 L_a L_b C_a + s [L_a D^2 + L_b (1-D)^2]}{s^2 C_a (L_a + L_b) (1-D)^2 + (1-D)^2}$
<i>ZETA</i>	$\tilde{d} \frac{s^2 \frac{L_a C_a E}{1-D} - s \frac{L_a P}{E} + E}{s^2 L_a C_a + (1-D)^2}$	$\frac{s^3 L_a L_b C_a + s [L_a D^2 + L_b (1-D)^2]}{s^2 L_a C_a + (1-D)^2}$

A Tabela 4-2 resume os resultados encontrados. Conforme discutido anteriormente, ao circuito equivalente de Thévenin pode ser adicionado qualquer tipo de carga linear. Sendo assim, tendo em vista a generalização dos modelos, emprega-se uma impedância Z_L genérica como carga, conforme Figura 4.5.

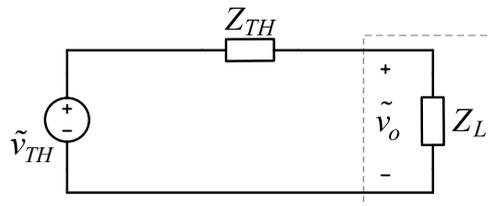


Figura 4.5 - Circuito equivalente de Thévenin com carga Z_L .

Para o circuito da Figura 4.5, a tensão de saída pode ser descrita como:

$$\tilde{v}_o = \tilde{v}_{TH} \frac{Z_L}{Z_L + Z_{TH}} \quad (4.18)$$

Deste modo, é possível obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica de qualquer um dos conversores cc-cc básicos realizando a substituição das respectivas equações que descrevem \tilde{v}_{TH} , Z_{TH} e Z_L em (4.18). No caso de um conversor *Boost* da Figura 4.1, onde Z_L é formada por um par *RC* em paralelo, a impedância é expressa por:

$$Z_L = R // Z_C = \frac{R}{sRC + 1} \quad (4.19)$$

A substituição de (4.16), (4.17) e (4.19) em (4.18) resulta em (4.20).

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{-s \frac{RLP}{E} + RE}{s^2 RLC + sL + R(1-D)^2} \quad (4.20)$$

A Tabela 4-3 resume o resultado da aplicação deste procedimento para obtenção das plantas $G_v(s)$ dos seis conversores cc-cc básicos não-isolados, considerando-se, em todos os casos, um par RC como carga do circuito equivalente de Thévenin.

Tabela 4-3: Funções de transferência que relacionam a tensão de saída com a razão cíclica dos conversores cc-cc básicos não-isolados

Conversor	Equações
Buck	$G_v(s) = \frac{RE}{s^2 RLC + sL + R}$
Boost	$G_v(s) = \frac{-s \frac{RLP}{E} + RE}{s^2 RLC + sL + R(1-D)^2}$
Buck-Boost	$G_v(s) = -\frac{-s \frac{RLP}{DE} + RE}{s^2 RLC + sL + R(1-D)^2}$
Ćuk	$G_v(s) = -\frac{s^2 \frac{RL_a C_a E}{1-D} - s \frac{RL_a P}{E} + RE}{s^4 RL_a L_b C_a C_o + s^3 L_a L_b C_a + s^2 R \left[L_a C_o D^2 + L_b C_o (1-D)^2 + L_a C_a \right] + s \left[L_a D^2 + L_b (1-D)^2 \right] + R(1-D)^2}$
SEPIC	$G_v(s) = \frac{-s^3 \frac{RL_a L_b C_a P}{DE} + s^2 \left[RC_a E (L_a + L_b) \right] - s \frac{RL_a P}{E} + RE}{s^4 RL_a L_b C_a C_o + s^3 L_a L_b C_a + s^2 R \left[L_a C_o D^2 + (L_b C_o + L_b C_a + L_a C_a) (1-D)^2 \right] + s \left[L_a D^2 + L_b (1-D)^2 \right] + R(1-D)^2}$
ZETA	$G_v(s) = \frac{s^2 \frac{RL_a C_a E}{1-D} - s \frac{RL_a P}{E} + RE}{s^4 RL_a L_b C_a C_o + s^3 L_a L_b C_a + s^2 R \left[L_a C_o D^2 + L_b C_o (1-D)^2 + L_a C_a \right] + s \left[L_a D^2 + L_b (1-D)^2 \right] + R(1-D)^2}$

Para validação das plantas $G_v(s)$, foram realizadas simulações para cada um dos seis conversores cc-cc, empregando os parâmetros da Tabela 2-3 e da Tabela 2-4, com o intuito de confrontar os resultados provenientes dos circuitos comutados e das respectivas funções de transferência. Os resultados de simulação seguem ilustrados na Figura 4.6.

Como as funções de transferência representam o modelo médio de pequenos sinais e, portanto, são válidas somente para pequenas variações em torno do ponto de operação escolhido, a validação elaborada consiste na aplicação de um pequeno degrau (*step*) de razão cíclica e no monitoramento das grandezas de interesse, neste caso, a tensão de saída.

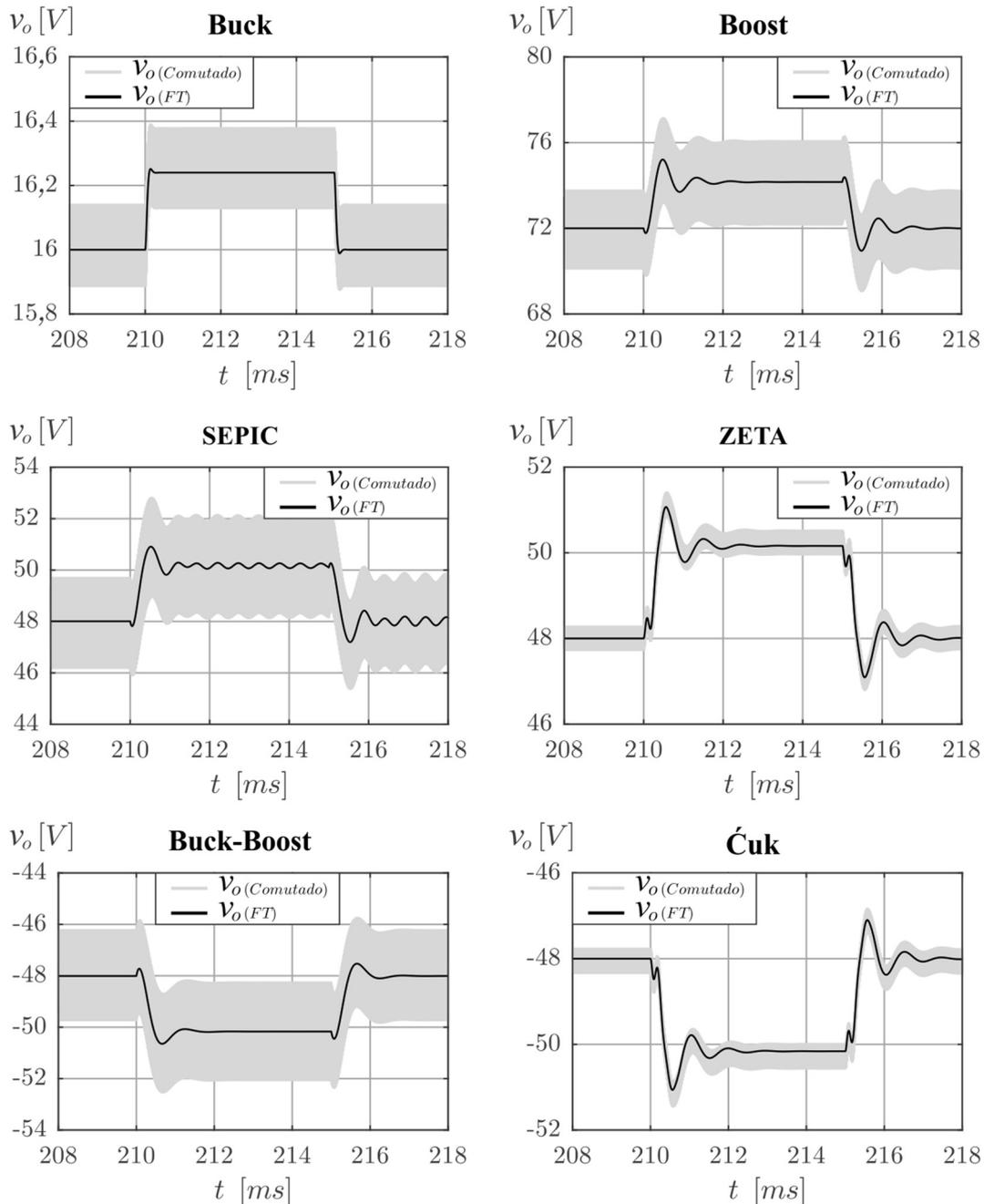


Figura 4.6 - Curvas de validação das funções de transferência da tensão de saída por razão cíclica $G_v(s)$ dos conversores cc-cc básicos não-isolados.

As formas de onda retratadas na Figura 4.6 correspondem, respectivamente, às respostas oriundas das simulações que relacionam a tensão de saída com razão cíclica, considerando uma pequena perturbação na razão cíclica, degrau de 2% ($D = 0,667+2\%$). A conformidade entre os resultados dos modelos comutados e das funções de transferência validam não somente os modelos $G_v(s)$ obtidos, mas também a análise realizada a partir do equivalente de Thévenin. A técnica de modelagem por equivalente de Thévenin pode ser extrapolada para obtenção dos modelos dinâmicos dos conversores cc-cc diferenciais, conforme demonstrado a seguir.

4.2 OBTENÇÃO DE MODELOS DINÂMICOS DE CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS POR EQUIVALENTE DE THEVENIN

Uma vez que a quantidade de elementos armazenadores de energia (L e C) de um conversor é um dos fatores que interfere diretamente no esforço necessário para sua modelagem, é fácil perceber que os conversores diferenciais cc-cc apresentados anteriormente dependeriam de um elevado esforço algébrico, pois alguns deles combinam dois conversores de quarta ordem resultando em estruturas de oitava ordem. Todavia o esforço para modelagem dinâmica dos conversores diferenciais cc-cc pode ser consideravelmente reduzido implementando a técnica de modelagem por circuito equivalente de Thévenin. Para tal, pode-se analisar a combinação dos conversores considerando os equivalentes de Thévenin dos conversores empregados na conexão diferencial, conforme ilustra a Figura 4.7.

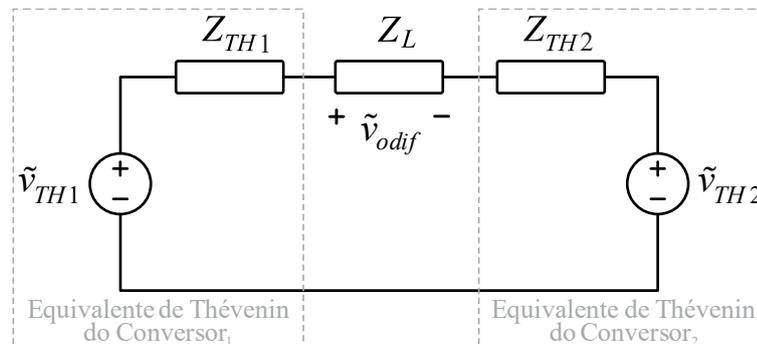


Figura 4.7 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores base.

A partir do circuito apresentado na Figura 4.7, é possível equacionar a tensão de saída \tilde{v}_{odif} conforme demonstrado a seguir:

$$\tilde{v}_{odif} = \frac{(\tilde{v}_{TH1} - \tilde{v}_{TH2})Z_o}{Z_o + Z_{TH1} + Z_{TH2}}. \quad (4.21)$$

Os parâmetros \tilde{v}_{TH} e Z_{TH} para os equivalentes de Thévenin dos seis conversores cc-cc básicos foram obtidos na seção anterior e estão resumidos na Tabela 4-2. Entretanto, esses parâmetros foram obtidos sem considerar a presença de um capacitor na saída dos respectivos conversores. Graças a versatilidade da técnica de modelagem por equivalente de Thévenin, a obtenção de \tilde{v}_{TH} e Z_{TH} dos conversores básicos considerando seus capacitores de saída, pode proceder de forma simples, utilizando o equacionamento da tensão de circuito aberto (4.22) e da impedância de saída (4.23), a partir da Figura 4.8 (a) e da Figura 4.8 (b).

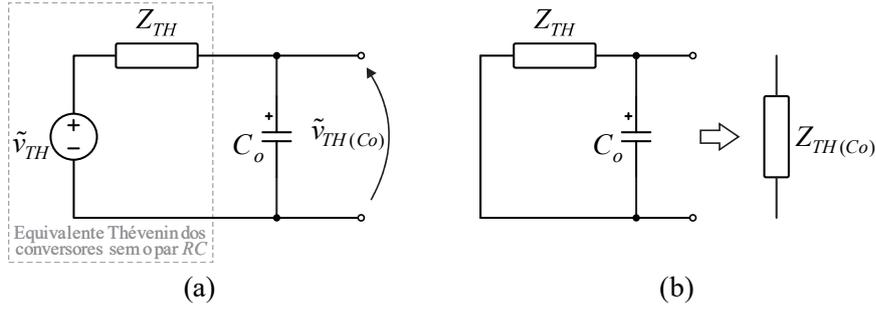


Figura 4.8 – Obtenção do equivalente de Thévenin dos conversores cc-cc básicos com capacitor de saída. (a) Esquema para equacionamento da tensão de circuito aberto $\tilde{v}_{TH(C_o)}$ e (b) para obtenção da impedância de saída.

$$\tilde{v}_{TH_Co} = \frac{\tilde{v}_{TH}}{Z_{TH} + Z_{C_o}} Z_{C_o} = \frac{\tilde{v}_{TH}}{1 + sC_o Z_{TH}} \quad (4.22)$$

$$Z_{TH_Co} = Z_{TH} // Z_{C_o} = \frac{Z_{TH}}{sC_o Z_{TH} + 1} \quad (4.23)$$

Substituindo os parâmetros \tilde{v}_{TH} e Z_{TH} da Tabela 4-2 em (4.22) e (4.23), obtém-se os novos parâmetros $\tilde{v}_{TH(C_o)}$ e $Z_{TH(C_o)}$ que consideram a presença de um capacitor na saída de cada um dos conversores clássicos. Suas expressões são respectivamente apresentadas na Tabela 4-4 e na Tabela 4-5.

Tabela 4-4: Parâmetro $v_{TH(C_o)}$ dos circuitos equivalentes de Thévenin vistos da saída dos conversores cc-cc básicos com capacitor de saída.

Conversor	$\tilde{v}_{TH(C_o)}$
Buck	$\tilde{d} \frac{E}{s^2 LC_o + 1}$
Boost	$\tilde{d} \frac{-s \frac{LP}{E} + E}{s^2 LC_o + (1-D)^2}$
Buck-Boost	$-\tilde{d} \frac{-s \frac{LP}{DE} + E}{s^2 LC_o + (1-D)^2}$
Ćuk	$-\tilde{d} \frac{s^2 \frac{L_a C_a E}{1-D} - s \frac{L_a P}{E} + E}{s^4 L_a L_b C_a C_o + s^2 [L_b C_o (1-D)^2 + D^2 L_a C_o + L_a C_a] + (1-D)^2}$
SEPIC	$\tilde{d} \frac{-s^3 \frac{L_a L_b C_a P}{DE} + s^2 C_a E (L_a + L_b) - s \frac{L_a P}{E} + E}{s^4 L_a L_b C_a C_o + s^2 [L_a C_a + L_b C_o + L_b C_o] (1-D)^2 + D^2 L_a C_o} + (1-D)^2$
ZETA	$\tilde{d} \frac{s^2 \frac{L_a C_a E}{1-D} - s \frac{L_a P}{E} + E}{s^4 L_a L_b C_a C_o + s^2 [L_b C_o (1-D)^2 + D^2 L_a C_o + L_a C_a] + (1-D)^2}$

Tabela 4-5: Parâmetro $Z_{TH(C_o)}$ dos circuitos equivalentes de Thévenin vistos da saída dos conversores cc-cc básicos com capacitor de saída

Conversor	$Z_{TH_{C_o}}$
<i>Buck</i>	$\frac{sL}{s^2LC_o + 1}$
<i>Boost</i>	$\frac{sL}{s^2LC_o + (1-D)^2}$
<i>Buck-Boost</i>	$\frac{sL}{s^2LC_o + (1-D)^2}$
<i>Ćuk</i>	$\frac{s^3L_aL_bC_a + s[L_aD^2 + L_b(1-D)^2]}{s^4L_aL_bC_aC_o + s^2[L_bC_o(1-D)^2 + D^2L_aC_o + L_aC_a] + (1-D)^2}$
<i>SEPIC</i>	$\frac{s^3L_aL_bC_a + s[L_aD^2 + L_b(1-D)^2]}{s^4L_aL_bC_aC_o + s^2[(L_aC_a + L_bC_o + L_bC_o)(1-D)^2 + D^2L_aC_o] + (1-D)^2}$
<i>ZETA</i>	$\frac{s^3L_aL_bC_a + s[L_aD^2 + L_b(1-D)^2]}{s^4L_aL_bC_aC_o + s^2[L_bC_o(1-D)^2 + D^2L_aC_o + L_aC_a] + (1-D)^2}$

Após obter os circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos médios de pequenos sinais dos conversores básicos, é possível utilizá-los para a obtenção do modelo médio de pequenos sinais dos conversores cc-cc diferenciais, conforme demonstrado a seguir.

4.2.1 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost-Buck-Boost*

O modelo dinâmico do CDAG-1 pode ser algebricamente obtido utilizando os circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *Boost* e *Buck-Boost* com capacitor de saída. A Figura 4.9 ilustra a conexão diferencial de uma carga resistiva entre os respectivos circuitos equivalentes de Thévenin.

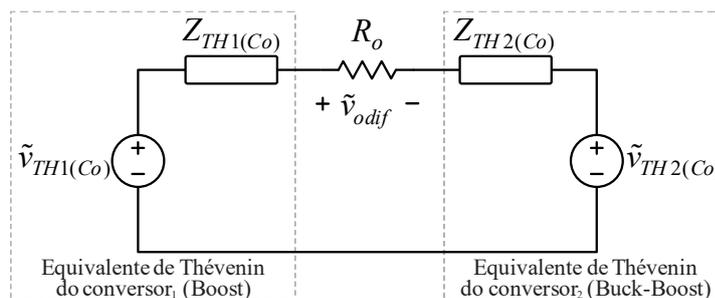


Figura 4.9 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *Boost* e *Buck-Boost*.

A partir da representação dos conversores *Boost* e *Buck-Boost* por seus equivalentes de Thévenin, é possível equacionar a tensão de saída \tilde{v}_{odif} do CDAG-1, como mostra a equação a seguir:

$$\tilde{v}_{odif} = \frac{(\tilde{v}_{TH1(Co)} - \tilde{v}_{TH2(Co)})R_o}{Z_{TH1(Co)} + Z_{TH2(Co)} + R_o}. \quad (4.24)$$

Em seguida, ao substituir os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) dos conversores *Boost* e *Buck-Boost* e os parâmetros $Z_{TH(Co)}$ da Tabela 4-5 em (4.24), encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-1:

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.25)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_3 = -L_1 L_2 (C_{o1} + C_{o2})(1+D)$$

$$b_2 = R_o (1-D)^2 (L_1 C_{o1} + L_2 C_{o2})$$

$$b_1 = -(L_1 + L_2)(1+D)(1-D)^2$$

$$b_0 = 2R_o (1-D)^4$$

$$a_4 = R_o L_1 L_2 C_{o1} C_{o2}$$

$$a_3 = L_1 L_2 (C_{o1} + C_{o2})$$

$$a_2 = R_o (1-D)^2 (L_1 C_{o1} + L_2 C_{o2})$$

$$a_1 = (L_1 + L_2)(1-D)^2$$

$$a_0 = R_o (1-D)^4$$

As grandezas com índice 1 em subscrito referem-se ao conversor₁, ou seja, L_1 e C_{o1} , enquanto os com índice 2 correspondem às grandezas do conversor₂, ou seja, L_2 e C_{o2} . Os cálculos referentes à obtenção do resultado numérico de cada coeficiente desta função de transferência estão registrados no Apêndice B e formam obtidos com base nos dados da Tabela 2-3 e da Tabela 2-4.

A fim de validar a metodologia de modelagem proposta, são apresentados a seguir resultados de simulação e de experimentação do CDAG-1, com e sem defasagem dos pulsos de comando. A Figura 4.10 (a) e a Figura 4.10 (b) descrevem o comportamento dinâmico

experimental do conversor em resposta à aplicação de um degrau de razão cíclica de $\pm 2\%$ ($D = 0,667 \pm 2\%$), sob modulação sem defasagem dos pulsos de comando ($\phi = 0^\circ$). A estes resultados, confrontam-se os ilustrados com linhas tracejadas, obtidos a partir da função de transferência $G_{vod}(s)$ descrita em (4.25), quando submetida às mesmas perturbações.

Os dados referentes à resposta da função de transferência foram processados em um *software* matemático (MATLAB) para gerar as curvas que aparecem enquadradas nas mesmas escalas das figuras obtidas experimentalmente.

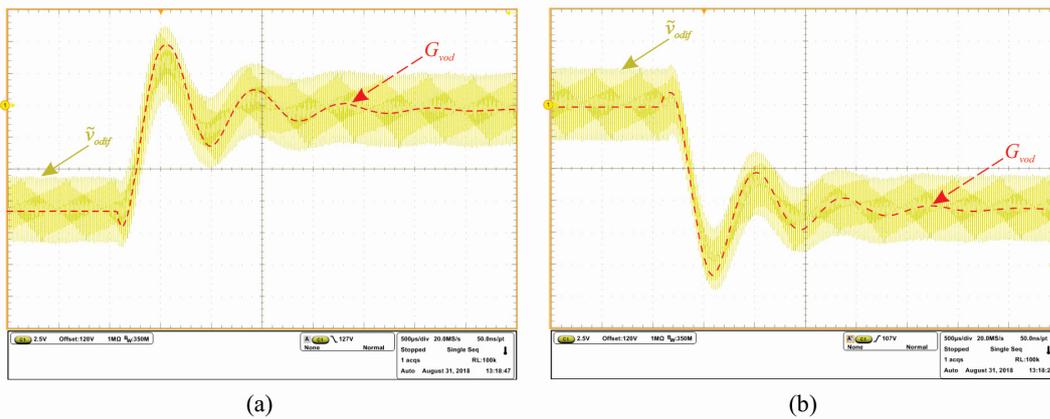


Figura 4.10 - Resultados referentes à tensão de saída v_{odif} com degrau de razão cíclica de $\pm 2\%$ sob modulação sem defasagem ($\phi = 0^\circ$). (a) Degrau positivo: experimental (\tilde{v}_{odif}) e função de transferência (G_{vod}); (b) Degrau negativo: experimental (\tilde{v}_{odif}) e função de transferência (G_{vod}).

A Figura 4.11 (a) e a Figura 4.11 (b) descrevem o comportamento dinâmico experimental do conversor em resposta à aplicação de um degrau de razão cíclica de $\pm 2\%$ ($D = 0,667 \pm 2\%$), sob modulação com pulsos de comando defasados ($\phi = 180^\circ$). A estes resultados, confrontam-se os ilustrados com linhas tracejadas, obtidos a partir da função de transferência $G_{vod}(s)$ descrita em (4.25), quando submetida às mesmas perturbações.

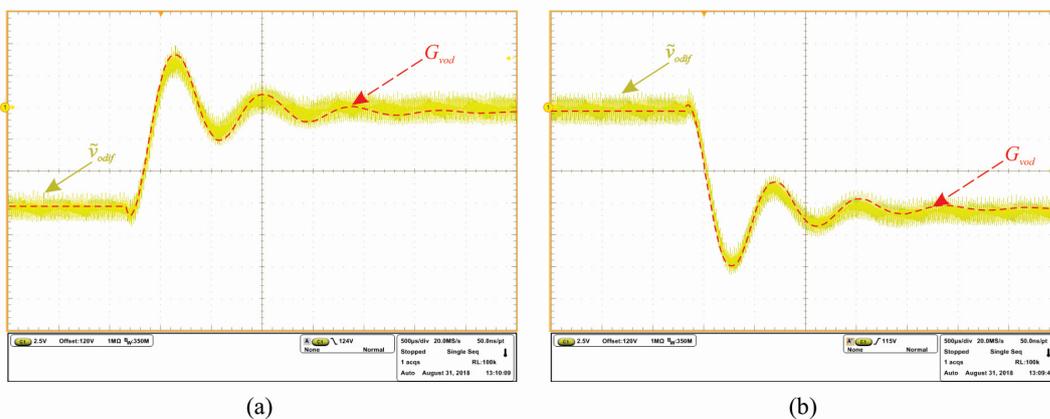


Figura 4.11 - Resultados referentes à tensão de saída v_{odif} com degrau de razão cíclica de $\pm 2\%$ sob modulação com defasagem ($\phi = 180^\circ$). (a) Degrau positivo: experimental (\tilde{v}_{odif}) e função de transferência (G_{vod}); (b) Degrau negativo: experimental (\tilde{v}_{odif}) e função de transferência (G_{vod}).

As respostas transitórias da Figura 4.10 e da Figura 4.11, comprovam que o modelo matemático descreve satisfatoriamente o conversor, validando a metodologia de modelagem empregada. Em adição, foi realizada uma simulação para obtenção da resposta em frequência do CDAG-1, utilizando a função *AC Sweep* e inserindo uma fonte senoidal em série com a referência de razão cíclica, conforme mostra a Figura 4.12.

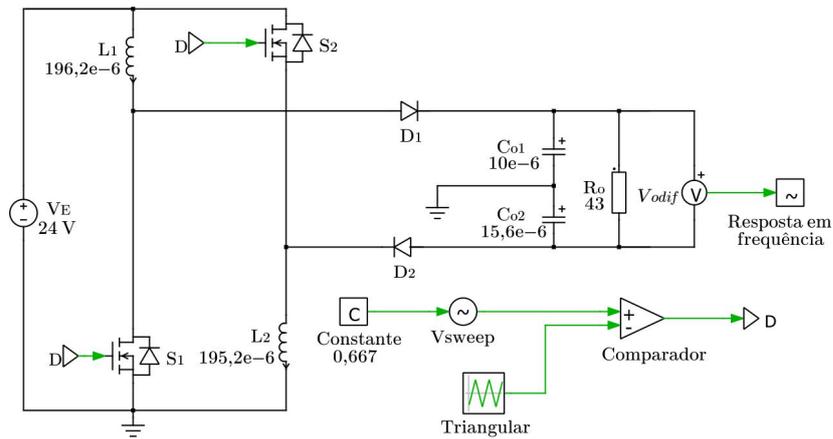


Figura 4.12 – Esquemático para validação dinâmica do CDAG-1 utilizando *AC Sweep*.

A Figura 4.13 sobrepõe as curvas provenientes da simulação ilustrada na Figura 4.12 com as curvas de módulo e fase obtidas a partir do modelo matemático G_{vod} (4.25). O diagrama de Bode obtido demonstra que a função de transferência do CDAG-1 descreve o comportamento do conversor comutado até as proximidades da frequência de 25 kHz, que consiste no limite de validade do modelo, pois corresponde à metade da frequência de chaveamento do conversor.

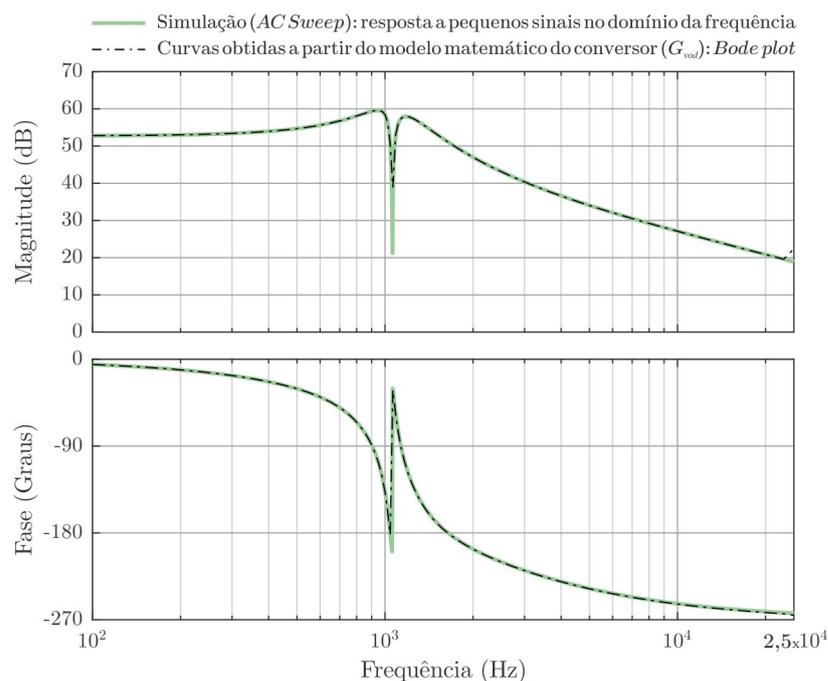


Figura 4.13 – Validação dinâmica do CDAG-1 no domínio da frequência.

4.2.2 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost-Ćuk*

A obtenção do modelo dinâmico do CDAG-2 pode ser realizada, conforme demonstrado no caso anterior, porém utilizando os circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *Boost* e *Ćuk* com capacitor de saída. A Figura 4.14 ilustra a conexão diferencial de uma carga resistiva entre os respectivos circuitos equivalentes.

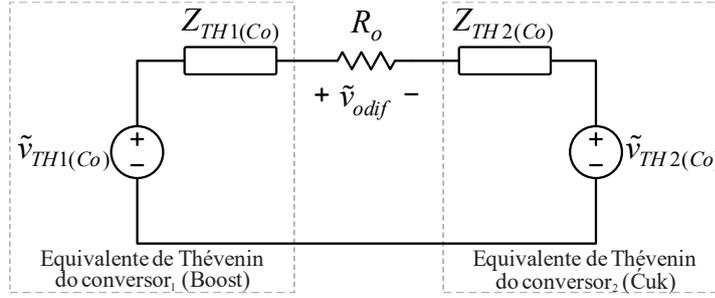


Figura 4.14 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *Boost* e *Ćuk*.

Ao substituir os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) dos conversores *Boost* e *Ćuk* e os parâmetros $Z_{TH(Co)}$ da Tabela 4-5 em (4.24) obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-2:

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.26)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_5 = -L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o2} (1+D)$$

$$b_4 = R_o L_{2a} C_2 (1-D)^2 \left[\frac{L_1 C_{o1}}{(1-D)} + L_{2b} C_{o2} \right]$$

$$b_3 = -L_1 (1+D) \left[L_{2b} C_{o2} (1-D)^2 + L_{2a} C_{o2} D^2 + L_{2a} (C_{o1} D^2 + C_2) \right]$$

$$b_2 = R_o (1-D)^2 \left[L_1 C_{o1} + L_{2a} C_2 (2-D) + L_{2a} C_{o2} D^2 + L_{2b} C_{o2} (1-D)^2 \right]$$

$$b_1 = -(L_1 + L_{2a} D^2) (1+D) (1-D)^2$$

$$b_0 = 2R_o (1-D)^4$$

$$\begin{aligned}
 a_6 &= R_o L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o1} C_{o2} \\
 a_5 &= L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 (C_{o1} + C_{o2}) \\
 a_4 &= R_o \left[L_{2b} C_{o2} (L_{2a} C_2 + L_1 C_{o1}) (1-D)^2 + L_1 L_{2a} C_{o1} (C_2 + C_{o2} D^2) \right] \\
 a_3 &= (1-D)^2 \left(L_{2a} L_{2b} C_2 + L_1 L_{2b} (C_{o1} + C_{o2}) \right) + L_1 L_{2a} (C_{o1} D^2 + C_2 + C_{o2} D^2) \\
 a_2 &= R_o (1-D)^2 \left[L_1 C_{o1} + L_{2b} C_{o2} (1-D)^2 + L_{2a} C_2 + L_{2a} C_{o2} D^2 \right] \\
 a_1 &= (1-D)^2 \left[L_1 + L_{2a} D^2 + L_{2b} (1-D)^2 \right] \\
 a_0 &= R_o (1-D)^4
 \end{aligned}$$

Novamente, as grandezas e componentes com índice 1 em subscrito são referentes ao conversor₁, ou seja, L_1 e C_{o1} . Por sua vez, o índice 2 corresponde às grandezas e componentes do conversor₂, ou seja, L_{2a} , L_{2b} , C_2 e C_{o2} . Os cálculos referentes à obtenção do resultado numérico de cada coeficiente desta função de transferência, estão registrados no Apêndice B e formam obtidos com base nos dados da Tabela 2-3 e da Tabela 2-4.

A fim de validar a função de transferência obtida para o CDAG-2, são apresentados na Figura 4.15 os resultados de simulação e de experimentação do conversor em resposta à aplicação de um degrau de razão cíclica de -2%, ou seja ($D = 0,667-0,0133$). Na mesma moldura, confrontam-se o comportamento dinâmico experimental com aqueles obtidos a partir da função de transferência descrita em (4.26).

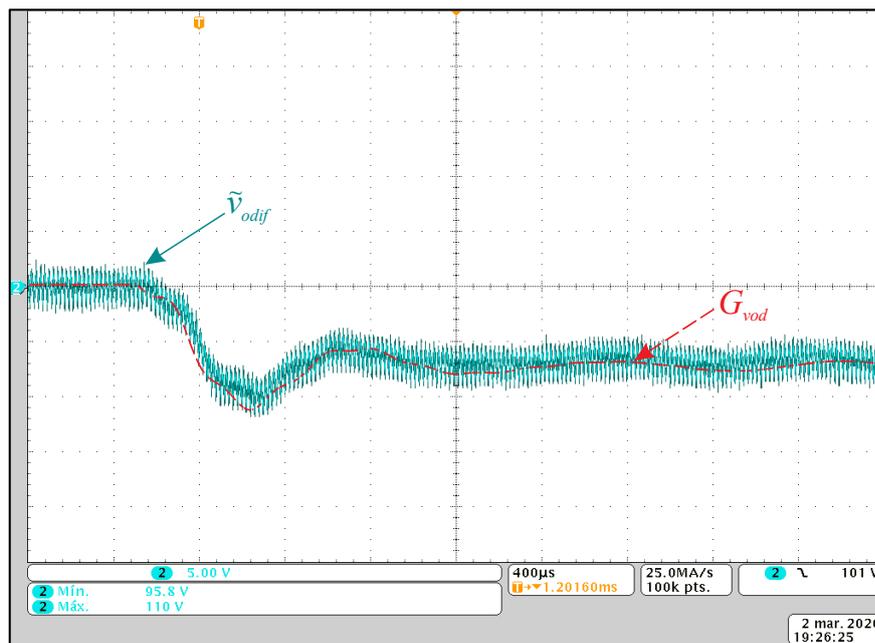


Figura 4.15 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo que \tilde{v}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CDAG-2 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).

A sobreposição das curvas registradas na Figura 4.15 indica que a função de transferência descreve satisfatoriamente o comportamento prático do conversor, notando-se pequenas divergências. Dentre os possíveis fatores que podem contribuir, citam-se o fato de o modelo obtido não contemplar os elementos parasitas do circuito e dos componentes empregados e as diferenças paramétricas, como a variação do valor das indutâncias e das capacitâncias, que afetam a precisão do modelo teórico.

4.2.3 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC- Buck-Boost*

O modelo dinâmico do CDAG-3 também pode ser algebricamente obtido utilizando os circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores empregados, neste caso, *SEPIC* e *Buck-boost*. A Figura 4.16 representa a conexão envolvendo os respectivos circuitos equivalentes.

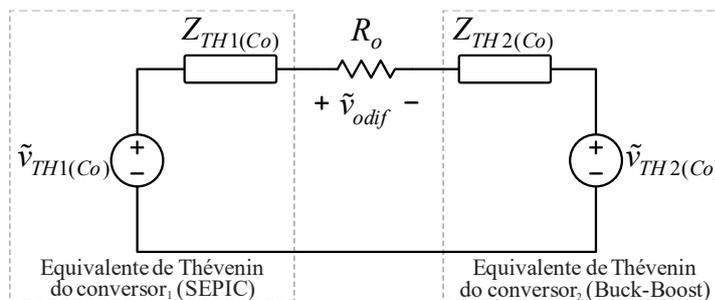


Figura 4.16 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *SEPIC* e *Buck-Boost*.

A partir da substituição dos parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) e $Z_{TH(Co)}$ (Tabela 4-5), referentes aos conversores *SEPIC* e *Buck-Boost* em (4.24), encontra-se a função de transferência (4.27) que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-3.

Os cálculos referentes à obtenção do resultado numérico de cada coeficiente da função de transferência do CDAG-3, também estão registrados no Apêndice B como já mencionado para os casos anteriores.

A validação desta função transferência é decorrente da resposta à aplicação do mesmo degrau de razão cíclica do caso anterior, ou seja, -2%. Os resultados de simulação e de experimentação para o CDAG-3 são apresentados na Figura 4.17.

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.27)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_5 = -2L_{1a}L_{1b}L_2C_1(C_{o1} + C_{o2})D$$

$$b_4 = R_oC_1(1-D)^2[L_{1a}L_{1b}C_{o1} + L_{1b}L_2C_{o2} + L_{1a}L_2C_{o2}]$$

$$b_3 = -2D\left[[L_{1a}C_1(L_{1b} + L_2) + L_{1b}L_2(C_1 + C_{o1})](1-D)^2 + L_{1a}L_2D(C_{o1}D + C_{o2})\right]$$

$$b_2 = R_o(1-D)^2\left[L_{1a}C_{o1}D^2 + L_2C_{o2} + (2L_{1a}C_1 + 2L_{1b}C_1 + L_{1b}C_{o1})(1-D)^2\right]$$

$$b_1 = -2D(L_{1a}D + L_2)(1-D)^2$$

$$b_0 = 2R_o(1-D)^4$$

$$a_6 = R_oL_{1a}L_{1b}L_2C_1C_{o1}C_{o2}$$

$$a_5 = L_{1a}L_{1b}L_2C_1(C_{o1} + C_{o2})$$

$$a_4 = R_o\left[[L_{1a}C_1(L_{1b}C_{o1} + L_2C_{o2}) + L_{1b}L_2C_{o2}(C_1 + C_{o1})](1-D)^2 + L_{1a}L_2C_{o1}C_{o2}D^2\right]$$

$$a_3 = (L_{1a}L_{1b}C_1 + L_{1a}L_2C_1 + L_{1b}L_2(C_1 + C_{o1} + C_{o2}))(1-D)^2 + L_{1a}L_2D^2(C_{o1} + C_{o2})$$

$$a_2 = R_o(1-D)^2\left[(L_{1a}C_1 + L_{1b}C_1 + L_{1b}C_{o1})(1-D)^2 + L_{1a}C_{o1}D^2 + L_2C_{o2}\right]$$

$$a_1 = (1-D)^2\left[L_{1a}D^2 + L_{1b}(1-D)^2 + L_2\right]$$

$$a_0 = R_o(1-D)^4$$

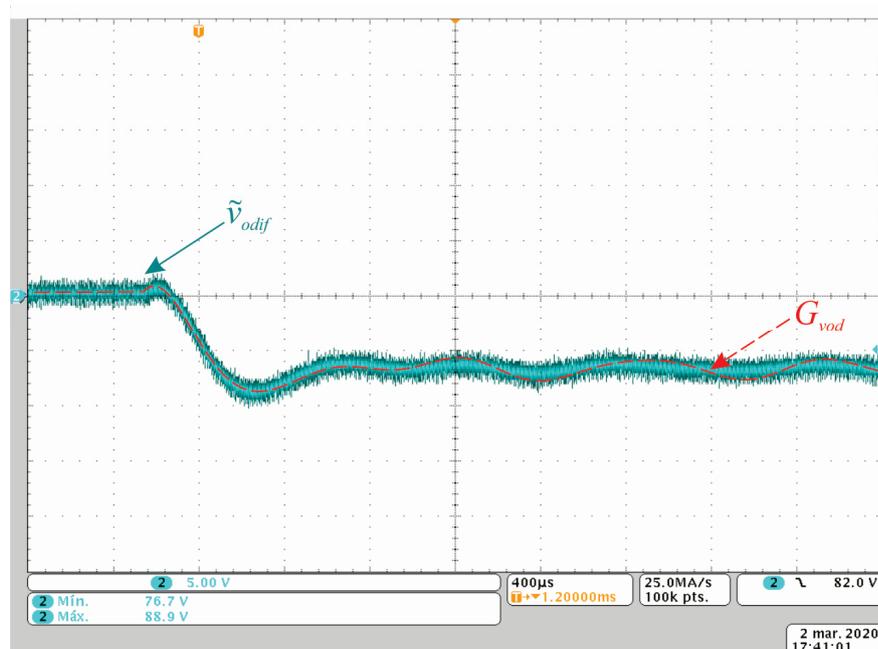


Figura 4.17 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo que \tilde{v}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CDAG-3 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).

São perceptíveis as divergências durante o período de acomodação das curvas registradas na Figura 4.17. Entretanto a função de transferência descreve, de forma aproximada, o comportamento prático do conversor e as divergências podem ser associadas aos aspectos já mencionados (elementos parasitas e diferenças paramétricas).

4.2.4 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC-Ćuk*

Semelhantemente ao exposto nas seções anteriores, a Figura 4.18 ilustra a conexão diferencial envolvendo os respectivos circuitos equivalentes de Thévenin, para obtenção do modelo dinâmico do CDAG-4.

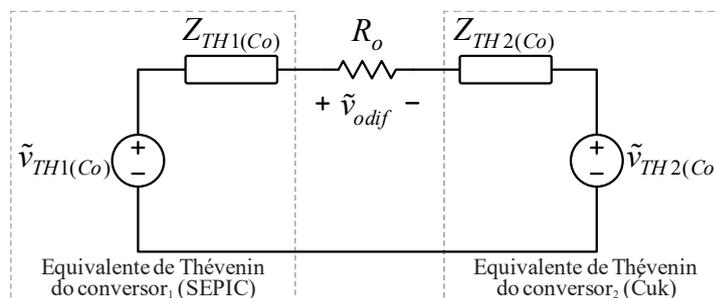


Figura 4.18 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *SEPIC* e *Ćuk*.

Substituindo-se os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ e $Z_{TH(Co)}$ dos conversores *SEPIC* e *Ćuk* em (4.24), com base na Tabela 4-4 e na Tabela 4-5, encontra-se a função de transferência (4.28) que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-4.

Os cálculos para obtenção do valor de cada coeficiente da função de transferência deste conversor, também estão registrados no Apêndice B.

A Figura 4.19 apresenta os resultados de simulação e de experimentação para fins de validação da função de transferência do CDAG-4. As curvas são obtidas da mesma forma já relatada para os casos anteriores.

A observação das informações sobrepostas na Figura 4.19 demonstra que a função de transferência obtida, descreve satisfatoriamente o comportamento prático do conversor. Convém notar que mesmo se tratando de uma função de ordem elevada, não há disparidade significativa.

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_7 s^7 + b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_8 s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.28)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_7 = -2L_{1a}L_{1b}L_{2a}L_{2b}C_1C_2C_{o2}D$$

$$b_6 = R_oL_{2a}C_1C_2(1-D)^2 \left[\frac{L_{1a}L_{1b}C_{o1}}{(1-D)} + L_{2b}C_{o2}(L_{1a} + L_{1b}) \right]$$

$$b_5 = -2DL_{1a} \left[L_{1b}L_{2a}C_1(C_{o1}D + C_2 + C_{o2}D^2) + L_{2b}C_{o2}(L_{1b}C_1(1-D)^2 + L_{2a}C_2D) \right]$$

$$b_4 = R_o(1-D)^2 \left[C_1(L_{1a} + L_{1b}) \left(L_{2a}C_4D^2 + L_{2b}C_{o2}(1-D)^2 + L_{2a}C_2(1-D) + L_{2a}C_2 \right) + \right. \\ \left. L_{1a}L_{1b}C_1C_{o1} + L_{2a}C_2 \left(\frac{L_1C_{o1}D^2}{(1-D)} + L_{2b}C_{o2} + L_{1b}C_{o1}(1-D) \right) \right]$$

$$b_3 = -2D^2 \left[\left(L_{1b}L_{2a}C_1 + L_{1b}L_{2a}C_{o1} + L_{1a}L_{2b}C_{o2} + \frac{L_{1a}L_{1b}C_1}{D} \right) (1-D)^2 + \right. \\ \left. L_{1a}L_{2a} \left(C_1(1-D)^2 + C_{o1}D^2 + C_2 + C_{o2}D^2 \right) \right]$$

$$b_2 = R_o(1-D)^2 \left[(2L_{1a}C_1 + 2L_{1b}C_1 + L_{1b}C_{o1} + L_{2b}C_{o2})(1-D)^2 + \right. \\ \left. L_{2a}C_2(2-D) + (L_{1a}C_{o1} + L_{2a}C_{o2})D^2 \right]$$

$$b_1 = -2D^2(1-D)^2(L_{1a} + L_{2a})$$

$$b_0 = 2R_o(1-D)^4$$

$$a_8 = R_oL_{1a}L_{1b}L_{2a}L_{2b}C_1C_{o1}C_2C_{o2}$$

$$a_7 = L_{1a}L_{1b}L_{2a}L_{2b}C_1C_2(C_{o1} + C_{o2})$$

$$a_6 = R_o \left[L_{1a}L_{2a}C_{o1}C_{o2}(L_{1b}C_1 + L_{2b}C_2)D^2 + L_{1a}L_{1b}C_1C_{o1}(L_{2a}C_2 + L_{2b}C_{o2}(1-D)^2) + \right. \\ \left. L_{2a}L_{2b}C_2C_{o2}(L_{1a}C_1 + L_{1b}C_1 + L_{1b}C_{o1})(1-D)^2 \right]$$

$$a_5 = \left[\left(L_{1b}L_{2b}(L_{1a}C_1 + L_{2a}C_2)(1-D)^2 + L_{1a}L_{2a}(L_{1b}C_1 + L_{2b}C_2)D^2 \right) (C_{o1} + C_{o2}) + \right. \\ \left. L_{2a}C_1C_2 \left(L_{1a}L_{1b} + L_{2b}(L_{1a} + L_{1b})(1-D)^2 \right) \right]$$

$$a_4 = R_o \left[\left(L_{1a}C_{o1}(L_{2b}C_{o2}D^2 + L_{1b}C_1) + L_{2a}L_{2b}C_2C_{o2} \right) (1-D)^2 + L_{1a}L_{2a}C_{o1}(C_2 + C_{o2}D^2)D^2 + \right. \\ \left. \left(L_{2a}C_2 + L_{2a}C_{o2}D^2 + L_{2b}C_{o2}(1-D)^2 \right) (L_{1a}C_1 + L_{1b}C_1 + L_{1b}C_{o1})(1-D)^2 \right]$$

$$a_3 = \left[\left(L_{1a}L_{2a}C_1 + L_{1b}L_{2a}(C_1 + C_{o1} + C_{o2}) + L_{1a}L_{2b}(C_{o1} + C_{o2}) \right) D^2(1-D)^2 + \right. \\ \left. L_{1a}L_{2a}C_2D^2 + \left(L_{1a}L_{2b}C_1 + L_{1b}L_{2b}(C_1 + C_{o1} + C_{o2}) \right) (1-D)^4 + \right. \\ \left. \left(L_{1a}L_{1b}C_1 + L_{1b}L_{2a}C_2 + L_{2a}L_{2b}C_2 \right) (1-D)^2 + L_{1a}L_{2b}(C_{o1} + C_{o2})D^4 \right]$$

$$a_2 = R_o(1-D)^2 \left[\left(L_{1a}C_1 + L_{1b}C_1 + L_{1b}C_{o1} + L_{2b}C_{o2} \right) (1-D)^2 + \right. \\ \left. \left(L_{1a}C_{o1} + L_{2a}C_{o2} \right) D^2 + L_{2a}C_2 \right]$$

$$a_1 = (1-D)^2 \left[(L_{1a} + L_{2a})D^2 + (L_{1b} + L_{2a})(1-D)^2 \right]$$

$$a_0 = R_o(1-D)^4$$

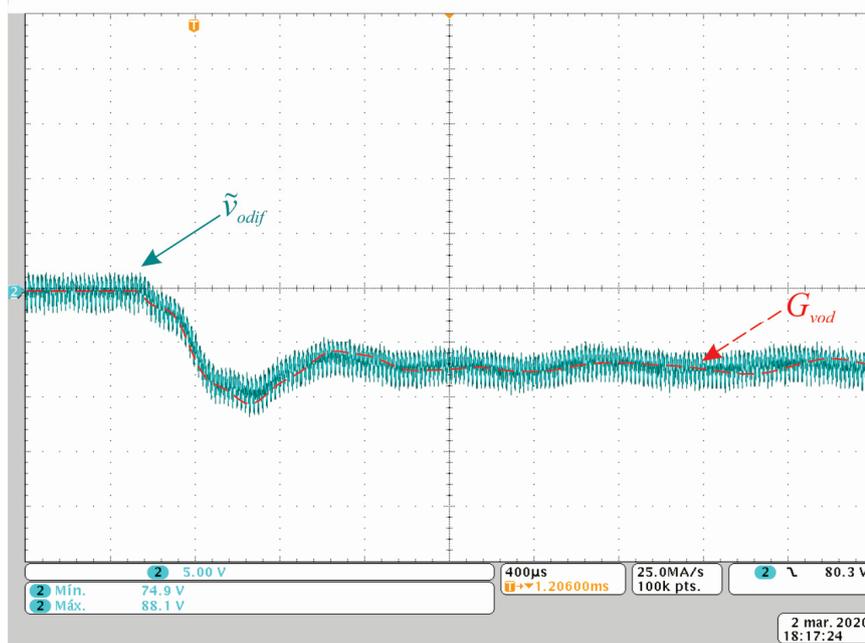


Figura 4.19 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo que \tilde{v}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CDAG-4 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).

4.2.5 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA - Buck-Boost

O modelo dinâmico referente ao CDAG-5 também pode ser algebricamente obtido utilizando os circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores empregados. A Figura 4.20 ilustra a conexão diferencial de uma carga resistiva entre os equivalentes de Thévenin dos conversores ZETA e Buck-Boost.

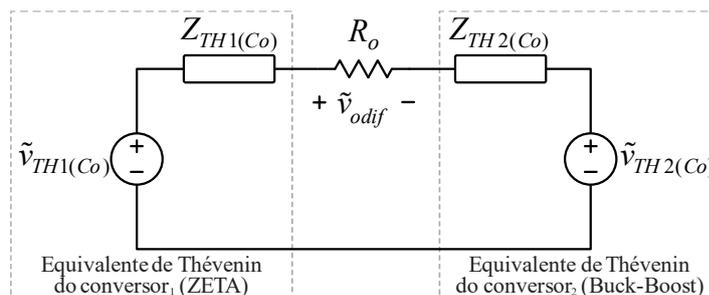


Figura 4.20 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores ZETA e Buck-Boost.

Ao substituir os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ e $Z_{TH(Co)}$ dos conversores ZETA e Buck-Boost em (4.24) encontra-se a função de transferência que relaciona sua tensão de saída com a razão cíclica:

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_3 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.29)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_5 = -2L_{1a}L_{1b}L_2C_1C_{o1}D$$

$$b_4 = R_oL_{1a}C_1 \left[L_{1b}C_{o1}(1-D)^2 + L_2C_{o2}(1-D) \right]$$

$$b_3 = -2L_2D \left[L_{1b}C_{o1}(1-D)^2 + L_{1a}(C_1 + C_{o1}D^2 + C_{o2}D) \right]$$

$$b_2 = R_o(1-D)^2 \left[L_{1a}C_{o1}D^2 + L_{1a}C_1(2-D) + L_2C_{o2} + L_{1b}C_{o1}(1-D) \right]^2$$

$$b_1 = -2D(L_{1a}D + L_2)(1-D)^2$$

$$b_0 = 2R_o(1-D)^4$$

$$a_6 = R_oL_{1a}L_{1b}L_2C_1C_{o1}C_{o2}$$

$$a_5 = L_{1a}L_{1b}L_2C_1(C_{o1} + C_{o2})$$

$$a_4 = R_o \left[L_{1b}C_{o1}(L_{1a}C_1 + L_2C_{o2})(1-D)^2 + L_{1a}L_2C_{o2}(C_1 + C_{o1}D^2) \right]$$

$$a_3 = (L_{1a}L_{1b}C_1 + L_{1b}L_2(C_{o1} + C_{o2}))(1-D)^2 + L_{1a}L_2(C_1 + C_{o1}D^2 + C_{o2}D^2)$$

$$a_2 = R_o(1-D)^2 \left[L_{1b}C_{o1}(1-D)^2 + L_{1a}C_{o1}D^2 + L_{1a}C_1 + L_2C_{o2} \right]$$

$$a_1 = (1-D)^2 \left[L_{1a}D^2 + L_{1b}(1-D)^2 + L_2 \right]$$

$$a_0 = R_o(1-D)^4$$

Os cálculos para obtenção do valor de cada coeficiente desta função de transferência, também estão registrados no Apêndice B. A Figura 4.21 apresenta os resultados de simulação e de experimentação do CDAG-5.

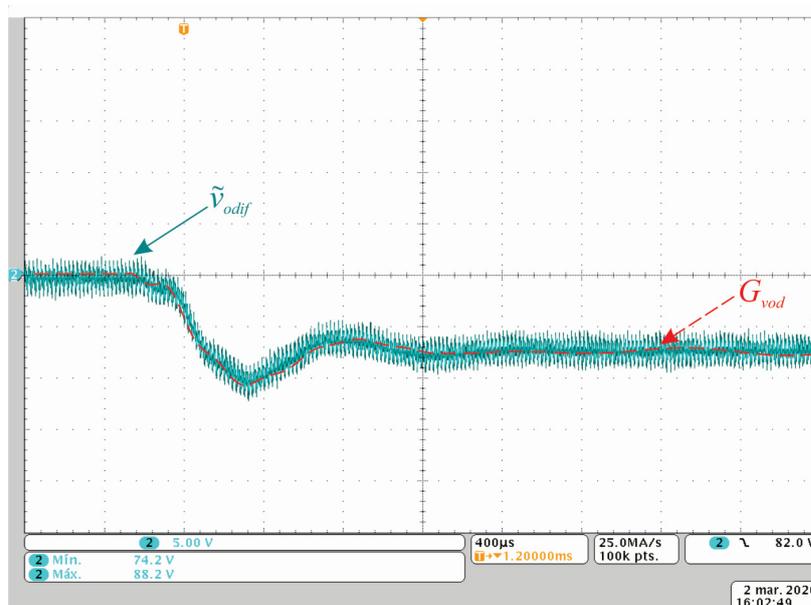


Figura 4.21 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo \tilde{v}_{odif} o resultado de bancada do CDAG-5 e G_{vod} a resposta do modelo matemático (função de transferência).

A validação da função de transferência segue o mesmo procedimento dos casos anteriores e as observações acerca dos resultados também são similares, sendo que a representatividade do modelo também é constatada frente ao comportamento prático do conversor.

4.2.6 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA - Ćuk

Similarmente ao detalhamento dos casos anteriores, Aa Figura 4.22 ilustra a conexão diferencial envolvendo os respectivos circuitos equivalentes de Thévenin, para obtenção do modelo dinâmico do CDAG-6.

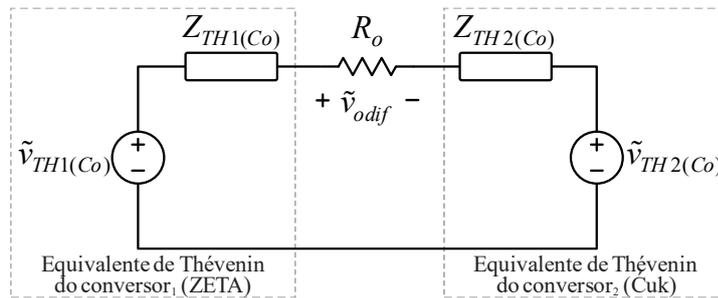


Figura 4.22 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores ZETA e Ćuk.

A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-6 é obtida substituindo os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ e $Z_{TH(Co)}$ dos conversores ZETA e Ćuk em (4.24):

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_8 s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.30)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_6 = R_o L_{1a} L_{2a} C_1 C_2 (L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) (1-D)$$

$$b_5 = -2D^2 L_{1a} L_{2a} (C_1 C_{o1} L_{1b} + C_2 C_{o2} L_{2b})$$

$$b_4 = R_o (1-D) \left[L_{1a} L_{2a} (C_1 C_{o2} D^2 + 2C_1 C_2 + C_{o1} C_2 D^2) + (L_{1a} L_{2b} C_1 C_{o2} + L_{1b} L_{2a} C_{o1} C_2) (1-D)^2 + (L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o2}) (1-D) \right]$$

$$b_3 = -2D^2 \left[L_{1a} L_{2a} (C_1 + C_{o1} D^2 + C_2 + C_{o2} D^2) + (L_{1b} L_{2a} C_{o1} + L_{1a} L_{2b} C_{o2}) (1-D)^2 \right]$$

$$b_2 = R_o (1-D)^2 \left[(L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) (1-D)^2 + (L_{1a} C_{o1} + L_{2a} C_{o2}) D^2 + (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) (2-D) \right]$$

$$b_1 = -2D^2 (1-D)^2 (L_{1a} + L_{2a})$$

$$b_0 = 2R_o (1-D)^4$$

$$\begin{aligned}
a_8 &= R_o L_{1a} L_{1b} L_{2a} L_{2b} C_1 C_{o1} C_2 C_{o2} \\
a_7 &= L_{1a} L_{1b} L_{2a} L_{2b} C_1 C_2 (C_{o1} + C_{o2}) \\
a_6 &= R_o \left[\frac{L_{1a} L_{2a} C_{o1} C_{o2} (L_{1b} C_1 + L_{2b} C_2) D^2 + L_{1a} L_{2a} C_1 C_2 (L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) +}{L_{1b} L_{2b} C_{o1} C_{o2} (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) (1-D)^2} \right] \\
a_5 &= \left(L_{1b} L_{2b} (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) (1-D)^2 + L_{1a} L_{2a} (L_{1b} C_1 + L_{2b} C_2) D^2 \right) (C_{o1} + C_{o2}) + L_{1a} L_{2a} C_1 C_2 (L_{1b} + L_{2b}) \\
a_4 &= R_o \left[\frac{C_{o1} C_{o2} \left(L_{1b} L_{2b} (1-D)^4 + (L_{1a} L_{2b} + L_{1b} L_{2a}) (1-D)^2 D^2 + L_{1a} L_{2a} D^4 \right) +}{(L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) (L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) (1-D)^2 +} \right. \\
&\quad \left. L_{1a} L_{2a} (C_1 C_{o2} D^2 + C_1 C_2 + C_{o1} C_2 D^2) \right] \\
a_3 &= \left[\frac{(C_{o1} + C_{o2}) \left(L_{1b} L_{2b} (1-D)^4 + (L_{1a} L_{2b} + L_{1b} L_{2a}) (1-D)^2 D^2 + L_{1a} L_{2a} D^4 \right) +}{(L_{1b} + L_{2b}) (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) (1-D)^2 + L_{1a} L_{2a} (C_1 + C_2) D^2} \right] \\
a_2 &= R_o (1-D)^2 \left[(L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) (1-D)^2 + (L_{1a} C_{o1} + L_{2a} C_{o2}) D^2 + L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2 \right] \\
a_1 &= (1-D)^2 \left[(L_{1a} + L_{2a}) D^2 + (L_{1b} + L_{2b}) (1-D)^2 \right] \\
a_0 &= R_o (1-D)^4
\end{aligned}$$

Os valores dos coeficiente desta função de transferência, também estão no Apêndice B. A validação da função de transferência segue o mesmo procedimento dos casos anteriores e os resultados de simulação e de experimentação do CDAG-6 são apresentados na Figura 4.23.

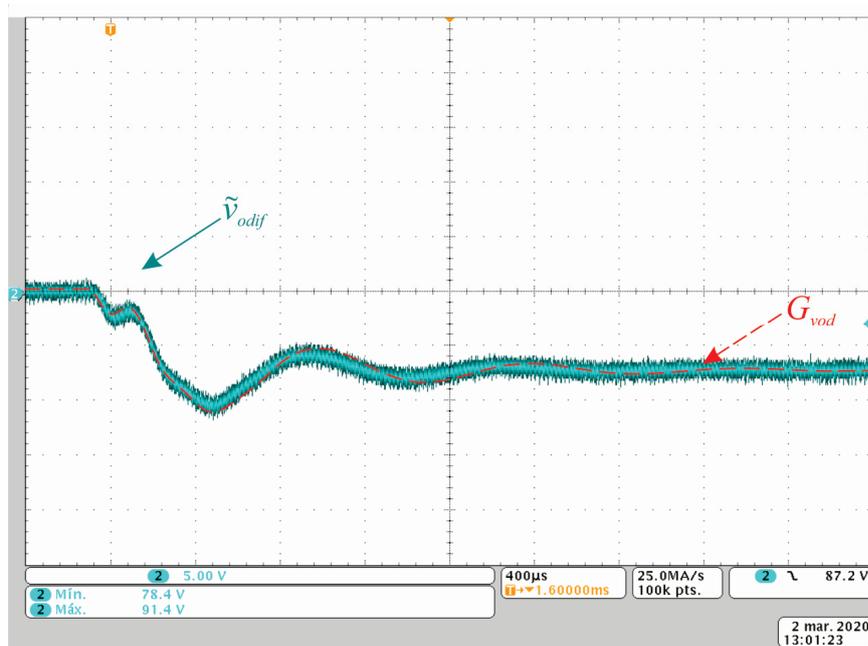


Figura 4.23 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo \tilde{v}_{odif} o resultado de bancada do CDAG-6 e G_{vod} a resposta do modelo matemático (função de transferência).

A similaridade observada, principalmente no transitório inicial, indica que a função de transferência descreve satisfatoriamente o comportamento prático do conversor. No entanto, existe uma defasagem em um trecho do período de acomodação, sendo que, esta pode ser associada aos aspectos já mencionados.

4.2.7 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial *Buck - Buck-Boost*

Este penúltimo conversor diferencial derivado combina o conversor abaixador de tensão *Buck*, e o abaixador/elevador *Buck-Boost*. Entretanto o modelo dinâmico do CD-1 é obtido semelhantemente aos caos anteriores, utilizando os circuitos equivalentes de Thévenin que representam seus modelos de pequenos sinais. A Figura 4.24 ilustra a conexão diferencial da carga resistiva entre os respectivos circuitos equivalentes.

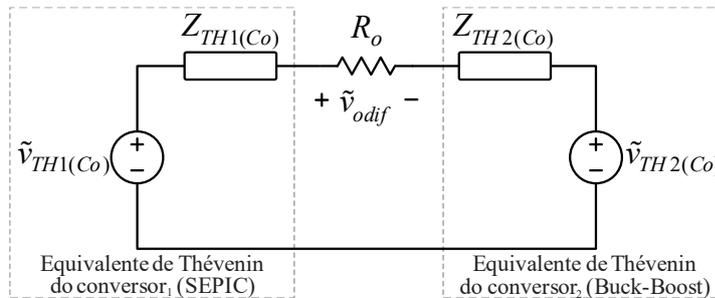


Figura 4.24 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *Buck* e *Buck-Boost*.

Em consonância as seções anteriores, a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CD-1 é obtida substituindo os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ e $Z_{TH(Co)}$ de seus respectivos conversores em (4.24):

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.31)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_3 = -L_1 L_2 C_{o1} D(2-D)$$

$$b_2 = R_o (1-D)^2 (L_1 C_{o1} + L_2 C_{o2})$$

$$b_1 = -L_2 D(2-D)$$

$$b_0 = R_o \left[(1-D)^2 + (1-D)^4 \right]$$

$$\begin{aligned}
 a_4 &= R_o L_1 L_2 C_{o1} C_{o2} \\
 a_3 &= L_1 L_2 (C_{o1} + C_{o2}) \\
 a_2 &= R_o \left[L_1 C_{o1} (1-D)^2 + L_2 C_{o2} \right] \\
 a_1 &= L_1 (1-D)^2 + L_2 \\
 a_0 &= R_o (1-D)^2
 \end{aligned}$$

Os valores dos coeficiente desta função de transferência, também estão no Apêndice B. Já a validação da função de transferência segue o mesmo procedimento dos casos anteriores e os resultados de simulação e de experimentação do CD-1 são apresentados na Figura 4.25. As observações acerca dos resultados também são similares, sendo que a representatividade do modelo também é constatada frente ao comportamento prático do conversor.

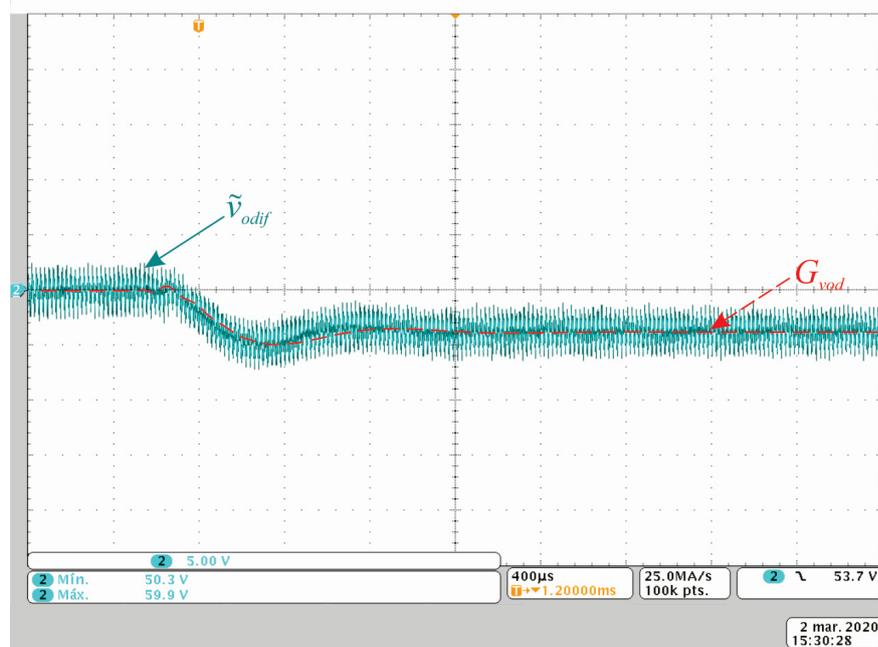


Figura 4.25 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo \tilde{v}_{odif} o resultado de bancada do CD-1 e G_{vod} a resposta do modelo matemático (função de transferência).

4.2.8 Modelo dinâmico do Conversor Diferencial *Buck* - *Ćuk*

Por fim, nesta última combinação aplica-se o mesmo conceito do caso anterior para se obter o modelo dinâmico do CD-2. Desta forma, a Figura 4.24 ilustra a conexão diferencial da carga resistiva entre os respectivos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *Buck* e *Ćuk* com capacitor de saída.

A função de transferência (4.32) relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CD-2, e é derivada empregando os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ e $Z_{TH(Co)}$ dos conversores correlatos, conforme demonstrado no Apêndice B.

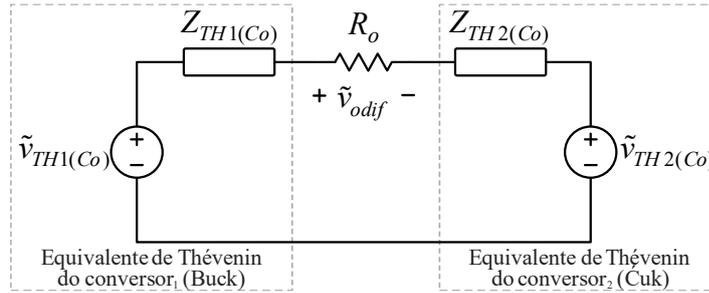


Figura 4.26 - Conexão diferencial dos circuitos equivalentes de Thévenin que representam os modelos de pequenos sinais dos conversores *Buck* e *Cúk*.

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (4.32)$$

em que:

$$k = \frac{E}{(1-D)^2}$$

$$b_4 = R_o L_{2a} C_2 (1-D)^2 \left[\frac{L_1 C_{o1}}{(1-D)} + L_{2b} C_{o2} \right]$$

$$b_3 = -L_1 L_{2a} C_{o1} D^2 (2-D)$$

$$b_2 = R_o (1-D)^2 \left[L_1 C_{o1} + L_{2a} C_2 \frac{(2-D)}{(1-D)} + L_{2a} C_{o2} D^2 + L_{2b} C_{o2} (1-D)^2 \right]$$

$$b_1 = -L_{2a} D^2 (2-D)$$

$$b_0 = R_o \left[(1-D)^2 + (1-D)^4 \right]$$

$$a_6 = R_o L_1 L_{2a} L_{2b} C_{o1} C_2 C_{o2}$$

$$a_5 = L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 (C_{o1} + C_{o2})$$

$$a_4 = R_o \left[L_{2b} C_{o2} \left(L_{2a} C_2 + L_1 C_{o1} (1-D)^2 \right) + L_1 L_{2a} C_{o1} (C_2 + C_{o2} D^2) \right]$$

$$a_3 = L_{2a} L_{2b} C_2 + L_1 L_{2b} (C_{o1} + C_{o2}) (1-D)^2 + L_1 L_{2a} (C_{o1} D^2 + C_2 + C_{o2} D^2)$$

$$a_2 = R_o \left[(L_1 C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) (1-D)^2 + L_{2a} C_2 + L_{2a} C_{o2} D^2 \right]$$

$$a_1 = (L_1 + L_{2b}) (1-D)^2 + L_{2a} D^2$$

$$a_0 = R_o (1-D)^2$$

A validação da função de transferência obtida para o CD-2 segue o procedimento do caso anterior, e seus resultados de simulação e de experimentação são apresentados na Figura 4.25 e na Figura 4.27. As observações acerca dos resultados também são similares, sendo que a representatividade do modelo também é constatada diante do comportamento prático obtido.

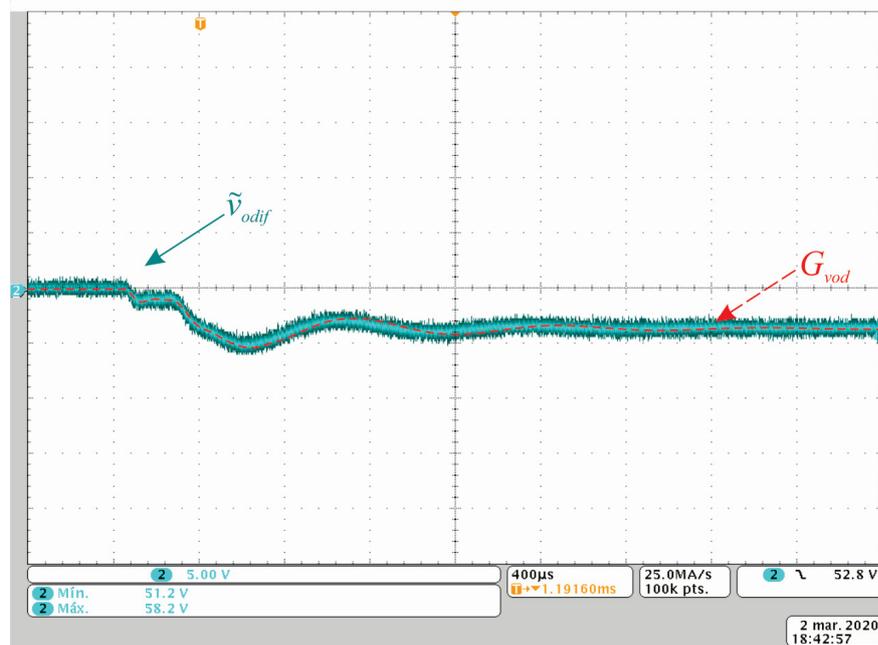


Figura 4.27 - Resultados referentes à tensão de saída com degrau de razão cíclica de -2%. Sendo que \tilde{V}_{odif} corresponde ao resultado de bancada do CD-2 e G_{vod} corresponde a resposta do modelo matemático (função de transferência).

4.3 CONCLUSÃO

Este capítulo destinou-se ao estudo de uma ferramenta de modelagem para a determinação de funções de transferência orientadas ao controle de conversores estáticos que possam ser representados por um circuito equivalente de Thévenin. Utilizando os circuitos equivalentes que representam os modelos médios de pequenos sinais dos conversores empregados, é possível obter facilmente a função de transferência orientada ao controle da tensão de saída dos conversores diferenciais. Como benefício adicional, pode-se destacar sua versatilidade, permitindo corrigir rapidamente a função de transferência, se for necessário alterar o elemento conectado ao par de terminais de interesse, evitando, assim, que uma análise completa tenha que ser realizada. Tal praticidade foi demonstrada neste capítulo, em que a presença do capacitor de saída dos conversores base passou a ser considerado junto aos parâmetros de Thévenin derivados na subseção 4.1.2.

A validação da ferramenta de modelagem foi demonstrada confrontando resultados de simulação e experimentação para as oito combinações possíveis envolvendo os conversores clássicos. Os resultados dos testes efetuados revelaram que os modelos obtidos representam satisfatoriamente o comportamento prático dos conversores.

É importante mencionar que o conhecimento dos modelos dinâmicos dos conversores diferenciais é fundamental para que se possa executar o projeto consciente de controladores para sua operação em malha fechada, embora esse tópico extrapole o escopo da presente tese.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta tese apresentou o detalhamento da metodologia proposta para derivação de conversores cc-cc não-isolados, obtidos a partir de uma nova configuração da conexão diferencial. A metodologia proposta foi empregada na derivação de novas topologias de conversores cc-cc de alto ganho não-isolados e também foi utilizada para demonstrar que a concepção de várias topologias já publicadas pode ser explicada de forma sistemática e descomplicada. Por conseguinte, a revisão bibliográfica do capítulo introdutório possibilitou a contextualização do tema proposto, identificando-o como uma metodologia adicional a ser explorada no sentido de contribuir e complementar as pesquisas no campo das técnicas de elevação de tensão por meio de conversores cc-cc.

Mediante a metodologia proposta, foi possível derivar oito conversores diferenciais, considerando apenas a combinação envolvendo os seis conversores cc-cc básicos. Os referidos conversores foram construídos e verificados experimentalmente sob uma tensão de entrada de 24 V, frequência de chaveamento de 50 kHz e potência nominal de 200 W. Os testes experimentais corroboraram os resultados estimados teoricamente, alcançando as taxas previstas de ganho de tensão. Assim sendo, os seis primeiros conversores testados (CDAG-1 a CDAG-6) propiciaram a obtenção de taxas de ganho da ordem de 4 a 5 vezes, com uma razão cíclica ajustada em torno de 0,667. Por sua vez, os protótipos correspondentes aos CDAG-7 e CDAG-8 operaram com taxa de ganho aproximada de 2,5 vezes considerando a mesma razão cíclica já mencionada. Essas menores taxas de conversão já eram esperadas nos conversores compostos pela combinação envolvendo o conversor *Buck*, que por sua característica abaixadora de tensão, não consegue contribuir com uma parcela apreciável para a composição da tensão de saída de um conversor de alto ganho.

Tendo em vista a exploração das possibilidades de comando dos interruptores que compõem os circuitos resultantes, conclui-se que a estratégia por pulsos de comando defasados 180° entre si é vantajosa no que diz respeito à redução da ondulação da tensão de saída dos conversores, assim como à redução da ondulação de corrente de entrada nas topologias que combinam conversores com característica de entrada em corrente. Em contrapartida, a estratégia por pulsos de comando dependentes permite o equilíbrio da potência processada, mas precisa ser considerada com cautela, pois um dos conversores pode acabar atingindo valores de

razão cíclica capazes de comprometer o desempenho da estrutura resultante. Dentre as possibilidades avaliadas nesta tese, o comando de ambos interruptores por um único pulso consiste na forma mais simples, apesar de não possuir os mesmos benefícios associados à redução de *ripple*. A partir das análises realizadas, foi possível constatar que essa estratégia possibilita uma operação idealmente sincronizada do conversor resultante, e viabiliza a busca por possíveis elementos redundantes no circuito e sua simplificação, resultando na vantajosa redução do número de componentes. Todavia, deve ser avaliada cuidadosamente, pois os efeitos associados às não idealidades dos conversores podem ser tornar mais evidenciados após a supressão dos ditos elementos redundantes.

Em virtude dos aspectos levantados, faz-se necessário discutir os benefícios das reduções identificadas para o cenário de operação ideal, pois na prática a natureza dos conversores acaba exigindo uma compensação dos elementos removidos. Isso ocorre porque as simplificações introduzem efeitos indesejados, devido à limitação construtiva relacionada as diferenças paramétricas entre indutores, capacitores e velocidade de chaveamento dos interruptores do conversor. A redução de componentes e de caminhos de circulação de corrente pode causar picos de corrente ou de tensão, propagando conteúdo de alta frequência adicional através do circuito. Além disso, os indutores de entrada e os capacitores parasitas dos interruptores ativos podem originar um circuito ressonante, dificultando o bloqueio e a entrada em condução dos interruptores e desequilibrando, assim, a estrutura do conversor resultante. Embora seja possível aplicar circuitos grampeadores de tensão para suprimir tais efeitos, conclui-se que as vantagens da simplificação devem ser ponderadas não apenas em termos da redução de componentes, mas também no que se refere ao incremento dos esforços aplicados a eles, e aos impactos no rendimento e confiabilidade dos conversores.

Conforme almejado nos objetivos, a expansão da metodologia combinando outras técnicas de elevação de tensão permitiu enquadrar sistematicamente alguns dos conversores cc-cc de alto ganho já publicados na literatura sob a ótica do presente trabalho. Entende-se que a metodologia proposta possibilita a obtenção da função de ganho estático dos conversores derivados de forma simples e intuitiva. Além disso, percebe-se que ela também contribui para a derivação de novas topologias de conversores cc-cc de alto ganho competitivas, tal como [83], detalhada e experimentalmente avaliada sob tensões de entrada de 20 V e 30 V, potência nominal de 200 W e frequência de chaveamento de 50 kHz. Essa nova topologia, baseada nos conversores *ZETA* e *Ćuk* com célula de ganho, proporcionou um ganho estático aproximado de treze vezes e rendimento máximo da ordem de 96,33%, utilizando uma estrutura que apresenta apenas dois semicondutores no caminho da corrente em cada etapa de operação, além de reduzidos esforços de tensão nos interruptores.

Adicionalmente, considerando que a maioria das aplicações exige que tais conversores operem em malha fechada, convém considerar que a obtenção dos modelos dinâmicos das topologias diferenciais requer significativo esforço matemático. Neste sentido, uma nova abordagem baseada no equivalente de Thévenin, para modelagem dos conversores diferenciais, foi detalhada nesta tese, contribuindo para minimizar os esforços matemáticos, principalmente quando as funções de transferência dos conversores combinados já são conhecidas. Além disso, verificou-se que a metodologia de modelagem desenvolvida é bastante versátil, pois permite corrigir de forma ágil a função de transferência caso seja necessário alterar o elemento conectado ao par de terminais de interesse. Por conseguinte, a comparação entre os resultados de simulação e experimentação para as oito combinações envolvendo os conversores cc-cc não-isolados clássicos indicam relevante representatividade entre os modelos obtidos e o comportamento prático dos conversores. Os ensaios realizados mediante aplicação de degrau de razão cíclica demonstram que as curvas de resposta prática seguem a trajetória das curvas simuladas, principalmente no que remete aos comportamentos transitórios característicos de cada conversor.

Por fim, convém destacar que apesar desta tese ter contemplado os tópicos propostos como objetivos, desde a proposição da metodologia até a contribuição para obtenção da modelagem dinâmica dos conversores derivados, o tema desenvolvido possui ramificações para serem exploradas, que são sugeridas como proposta de continuidade do presente trabalho, conforme elencado a seguir:

- Implementação prática em malha fechada de conversores diferenciais, incluindo o estudo de distintas estratégias de comando para os interruptores;
- Estudo comparativo das perdas nos elementos simplificados e nos *snubbers* utilizados;
- Estudo acerca do funcionamento bidirecional dos conversores diferenciais;
- Estudo relacionado a operação dos conversores diferenciais em modo de condução descontínua, e em modo de condução parcialmente descontínua;
- Utilização da metodologia proposta para obtenção de novas topologias de conversores de alto ganho, envolvendo não somente conversores cc-cc não-isolados, mas também considerando topologias isoladas;
- Expansão da metodologia proposta incorporando também a possibilidade de combinação de conversores com saídas positivas, seguindo a mesma abordagem da conexão diferencial. Este tópico já vem sendo explorado em outra tese no INEP.

5.1 PRINCIPAIS ATIVIDADES DESENVOLVIDAS DURANTE PERÍODO DE DOUTORADO

Após ingressar no doutorado junto à UFSC-INEP como bolsista CNPq em outubro de 2015, foi iniciado um estudo envolvendo o armazenamento de energia sob a forma de ar comprimido como um possível tema a ser explorado. Este estudo foi conduzido por cerca de um ano, paralelamente às disciplinas cursadas. Algumas limitações associadas à eficiência e à densidade de energia, principalmente relacionadas as partes mecânicas, reduziram o interesse em utilizar tal estudo no âmbito da tese de doutorado. Ainda assim, a pesquisa culminou na publicação de um artigo na revista *Eletrônica de Potência*. Em seguida iniciou-se a busca por um novo tema, com o estudo das técnicas de elevação do ganho de tensão de conversores cc-cc, resultando então na presente tese.

A lista de publicações apresentada a seguir reúne os trabalhos publicados no andamento deste doutorado, desenvolvido conjuntamente aos demais colaboradores devidamente identificados.

- **Salvador, Marcos**; Lazzarin, Telles; Coelho, Roberto. “Panorama das estratégias de armazenamento de energia sob forma de ar comprimido”. *Eletrônica de Potência* (Impresso), v. 21, p. 169-178, 2016.
- M. D. Vecchia, **M. A. Salvador** and T. B. Lazzarin, “Hybrid Nonisolated DC–DC Converters Derived From a Passive Switched-Capacitor Cell,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 4, pp. 3157-3168, 2017.
- **M. A. Salvador**, T. B. Lazzarin and R. F. Coelho, “High Step-Up DC–DC Converter With Active Switched-Inductor and Passive Switched-Capacitor Networks,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 7, pp. 5644-5654, 2017
- Coelho, Roberto; Berger, Felipe; **Salvador, Marcos**; Lazzarin, Telles; Pereira, Thiago. “Metodologia para modelagem de conversores utilizando o circuito equivalente de Thévenin,” *Eletrônica de Potência* (Impresso), v. 23, p. 151-160, 2018.
- **Salvador, Marcos**; Coelho, Roberto; Horn, Thamires; Lazzarin, Telles. “Conversor CC-CC de alto ganho obtido pela combinação entre redes de indutor e de capacitor chaveados,” *Eletrônica de Potência* (Impresso), v. 23, p. 161-170, 2018.
- L. F. Martins Pastuch, R. Francisco Coelho, T. B. Lazzarin and **M. Antonio Salvador**, "Small Scale Compressed Air Energy Storage (SS-CAES) Strategies Overview," 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6.
- **M. A. Salvador**, J. M. de Andrade, T. B. Lazzarin and R. F. Coelho, “Nonisolated High-Step-Up DC–DC Converter Derived from Switched-Inductors and Switched-Capacitors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 10, pp. 8506-8516, 2019.
- **Salvador MA**, Andrade JM, Lazzarin TB, Coelho RF. Methodology for synthesis of high-gain step-up DC-DC converters based on differential connections. *Int J Circ Theor Appl*. 2020.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] T. G. Wilson, “The evolution of power electronics”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, nº 3, p. 439–446, maio 2000, doi: 10.1109/63.844503.
- [2] D. W. Hart, *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [3] R. W. Erickson e D. Maksimović, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001.
- [4] W. Li e X. He, “Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, nº 4, p. 1239–1250, abr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2049715.
- [5] M. Kasper, D. Bortis, e J. W. Kolar, “Classification and Comparative Evaluation of PV Panel-Integrated DC-DC Converter Concepts”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, nº 5, p. 2511–2526, maio 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273399.
- [6] J. M. Carrasco *et al.*, “Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, nº 4, p. 1002–1016, jun. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.878356.
- [7] C. T. Pan e C. M. Lai, “A High-Efficiency High Step-Up Converter With Low Switch Voltage Stress for Fuel-Cell System Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, nº 6, p. 1998–2006, jun. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2024100.
- [8] S. K. Changchien, T. J. Liang, J. F. Chen, e L. S. Yang, “Novel High Step-Up DC-DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion System”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, nº 6, p. 2007–2017, jun. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2026364.
- [9] A. K. Rathore, D. R. Patil, e D. Srinivasan, “Non-isolated Bidirectional Soft-Switching Current-Fed LCL Resonant DC/DC Converter to Interface Energy Storage in DC Microgrid”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, nº 2, p. 1711–1722, mar. 2016, doi: 10.1109/TIA.2015.2498127.
- [10] Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, e M. Nogi, “Development of DC/DC Converter for Battery Energy Storage Supporting Railway DC Feeder Systems”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, nº 5, p. 4218–4224, set. 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2582724.
- [11] B.-M. Han, “Grid-tied power converter for battery energy storage composed of 2-stage DC-DC converter”, in *2013 IEEE Power Energy Society General Meeting*, jul. 2013, p. 1–5, doi: 10.1109/PESMG.2013.6672602.
- [12] A. Khaligh e Z. Li, “Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State

- of the Art”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, n° 6, p. 2806–2814, jul. 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877.
- [13] A. Emadi, S. S. Williamson, e A. Khaligh, “Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n° 3, p. 567–577, maio 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872378.
- [14] A. Emadi, Y. J. Lee, e K. Rajashekara, “Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 6, p. 2237–2245, jun. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922768.
- [15] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, e B. Lehman, “Step-Up DC - DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage Boosting Techniques, Topologies, and Applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, n° 99, p. 1–1, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [16] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. Chichester, U.K: Wiley, 2008.
- [17] N. Mohan, T. M. Undeland, e W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, Media enhanced 3. ed., [Nachdr.]. Hoboken, NJ: Wiley, 2007.
- [18] F. L. Tofoli, D. d C. Pereira, W. J. de Paula, e D. d S. O. Júnior, “Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter”, *IET Power Electron.*, vol. 8, n° 10, p. 2044–2057, 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0605.
- [19] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, e G. V. Torrico-Bascope, “Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 6, p. 1987–1997, jun. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2029521.
- [20] Q. Zhao e F. C. Lee, “High-efficiency, high step-up DC-DC converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n° 1, p. 65–73, jan. 2003, doi: 10.1109/TPEL.2002.807188.
- [21] N. P. Papanikolaou e E. C. Tatakis, “Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, n° 3, p. 632–640, jun. 2004, doi: 10.1109/TIE.2004.825342.
- [22] T. F. Wu, Y. S. Lai, J. C. Hung, e Y. M. Chen, “Boost Converter With Coupled Inductors and Buck-Boost Type of Active Clamp”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 1, p. 154–162, jan. 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.903925.
- [23] C. M. Wang, “A Novel ZCS-PWM Flyback Converter With a Simple ZCS-PWM Commutation Cell”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 2, p. 749–757, fev. 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.911917.
- [24] J. S. Brugler, “Theoretical performance of voltage multiplier circuits”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 6, n° 3, p. 132–135, jun. 1971, doi: 10.1109/JSSC.1971.1049670.
- [25] P. Lin e L. Chua, “Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits”,

- IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 24, n° 10, p. 517–530, out. 1977, doi: 10.1109/TCS.1977.1084273.
- [26] M. S. Makowski e D. Maksimovic, “Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters”, in *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record*, jun. 1995, vol. 2, p. 1215–1221 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1995.474969.
- [27] G. Palumbo e D. Pappalardo, “Charge Pump Circuits: An Overview on Design Strategies and Topologies”, *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 10, n° 1, p. 31–45, First 2010, doi: 10.1109/MCAS.2009.935695.
- [28] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, e P. M. Garcia-Vite, “Novel DC-DC Multilevel Boost Converter”, in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, jun. 2008, p. 2146–2151, doi: 10.1109/PESC.2008.4592260.
- [29] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, e A. Valderrabano, “A DC-DC multilevel boost converter”, *IET Power Electron.*, vol. 3, n° 1, p. 129–137, jan. 2010, doi: 10.1049/iet-pel.2008.0253.
- [30] B. P. Baddipadiga e M. Ferdowsi, “A High-Voltage-Gain DC-DC Converter Based on Modified Dickson Charge Pump Voltage Multiplier”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n° 10, p. 7707–7715, out. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2594016.
- [31] M. D. Vecchia, M. A. Salvador, e T. B. Lazzarin, “Hybrid Non-Isolated DC-DC Converters Derived from a Passive Switched-Capacitor Cell”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, n° 99, p. 1–1, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2703912.
- [32] B. Axelrod, Y. Berkovich, e A. Ioinovici, “Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 55, n° 2, p. 687–696, mar. 2008, doi: 10.1109/TCSI.2008.916403.
- [33] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, e A. A. Fardoun, “A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 55, n° 4, p. 1159–1171, maio 2008, doi: 10.1109/TCSI.2008.916427.
- [34] M. Prudente, L. Pfitscher, e R. Gules, “A Boost Converter With Voltage Multiplier Cells”, in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, jun. 2005, p. 2716–2721, doi: 10.1109/PESC.2005.1582017.
- [35] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, e R. Gules, “Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 2, p. 871–887, mar. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915762.
- [36] X. Hu e C. Gong, “A High Voltage Gain DC-DC Converter Integrating Coupled-Inductor and Diode-Capacitor Techniques”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 2, p. 789–800, fev. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2257870.
- [37] N. Zhang, D. Sutanto, K. M. Muttaqi, B. Zhang, e D. Qiu, “High-voltage-gain quadratic boost converter with voltage multiplier”, *IET Power Electron.*, vol. 8, n° 12, p. 2511–2519,

- 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0767.
- [38] S. J. Chen, S. P. Yang, C. M. Huang, e C. K. Lin, “Interleaved high step-up DC-DC converter with parallel-input series-output configuration and voltage multiplier module”, in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, mar. 2017, p. 119–124, doi: 10.1109/ICIT.2017.7913069.
- [39] L. Schmitz, D. C. Martins, e R. F. Coelho, “Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 64, n° 2, p. 480–493, fev. 2017, doi: 10.1109/TCSI.2016.2603782.
- [40] L. S. Yang, T. J. Liang, e J. F. Chen, “Transformerless DC -DC Converters With High Step-Up Voltage Gain”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n° 8, p. 3144–3152, ago. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2022512.
- [41] F. L. Luo, “Luo-converters, voltage lift technique”, in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, maio 1998, vol. 2, p. 1783–1789 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1998.703423.
- [42] Y. Jiao, F. L. Luo, e M. Zhu, “Voltage-lift-type switched-inductor cells for enhancing DC-DC boost ability: Principles and integrations in Luo converter”, *IET Power Electron.*, vol. 4, n° 1, p. 131–142, jan. 2011, doi: 10.1049/iet-pel.2010.0021.
- [43] Y. Tang, D. Fu, T. Wang, e Z. Xu, “Hybrid Switched-Inductor Converters for High Step-Up Conversion”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 3, p. 1480–1490, mar. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2364797.
- [44] H. Matsuo e K. Harada, “The Cascade Connection of Switching Regulators”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-12, n° 2, p. 192–198, mar. 1976, doi: 10.1109/TIA.1976.349401.
- [45] T.-F. Wu e T.-H. Yu, “Unified approach to developing single-stage power converters”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 34, n° 1, p. 211–223, jan. 1998, doi: 10.1109/7.640279.
- [46] D. Maksimovic e S. Cuk, “Switching converters with wide DC conversion range”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, n° 1, p. 151–157, jan. 1991, doi: 10.1109/63.65013.
- [47] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, e J. A. Morales-Saldana, “Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios”, *IET Power Electron.*, vol. 2, n° 5, p. 605–613, set. 2009, doi: 10.1049/iet-pel.2008.0169.
- [48] Y. R. D. Novaes, I. Barbi, e A. Rufer, “A New Three-Level Quadratic (T-LQ) DC-DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 128, n° 4, p. 459–467, 2008, doi: 10.1541/ieejias.128.459.
- [49] Moisés Carlos Tanca Villanueva, “Conversores cc-cc de alto ganho de tensão não isolados com rendimento elevado formados pela integração de conversores cc-cc básicos”, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2012.
- [50] K. C. Tseng e T. J. Liang, “Novel high-efficiency step-up converter”, *IEE Proc. - Electr.*

- Power Appl.*, vol. 151, n° 2, p. 182–190, mar. 2004, doi: 10.1049/ip-epa:20040022.
- [51] T. J. Liang e K. C. Tseng, “Analysis of integrated boost-flyback step-up converter”, *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 152, n° 2, p. 217–225, mar. 2005, doi: 10.1049/ip-epa:20045003.
- [52] K. B. Park, G. W. Moon, e M. J. Youn, “Nonisolated High Step-Up Stacked Converter Based on Boost-Integrated Isolated Converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, n° 2, p. 577–587, fev. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2066578.
- [53] S. N. Manias e G. Kostakis, “Modular DC-DC convertor for high-output voltage applications”, *IEE Proc. B - Electr. Power Appl.*, vol. 140, n° 2, p. 97–102, mar. 1993, doi: 10.1049/ip-b.1993.0012.
- [54] J. R. Dreher *et al.*, “Integrated flyback topologies for high step-up voltage conversion”, in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, nov. 2012, p. 1–7, doi: 10.1109/INDUSCON.2012.6452971.
- [55] J. R. Dreher, F. Marangoni, J. L. R. Ortiz, M. L. d S. Martins, e H. T. Câmara, “Integrated DC/DC converters for high step-up voltage gain applications”, in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, set. 2012, p. DS3d.8-1-DS3d.8-8, doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397354.
- [56] J. R. Dreher *et al.*, “Boost clamped integrated DC/DC topologies with high step-up voltage gain”, in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, nov. 2012, p. 1–7, doi: 10.1109/INDUSCON.2012.6452939.
- [57] A. M. S. S. Andrade, R. C. Beltrame, L. Schuch, e M. L. d S. Martins, “Integrated Quadratic-Boost-Zeta converter for high voltage gain applications”, in *2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, dez. 2014, p. 1–8, doi: 10.1109/INDUSCON.2014.7059458.
- [58] A. M. S. S. Andrade, J. R. Dreher, e M. L. d S. Martins, “High step-up integrated DC-DC converters: Methodology of synthesis and analysis”, in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, out. 2013, p. 50–57, doi: 10.1109/COBEP.2013.6785094.
- [59] Y. Lian, G. Adam, D. Holliday, e S. Finney, “Modular input-parallel output-series DC/DC converter control with fault detection and redundancy”, *Transm. Distrib. IET Gener.*, vol. 10, n° 6, p. 1361–1369, 2016, doi: 10.1049/iet-gtd.2015.0789.
- [60] A. Andrade, L. Schuch, H. Hey, e M. Martins, “Quadratic-boost With Stacked Zeta Converter For High Voltage Gain Applications”, *Eletrônica Potência*, vol. 21, n° 4, p. 274–284, dez. 2016, doi: 10.18618/REP.2016.4.2628.
- [61] A. M. S. S. Andrade e M. L. da S. Martins, “Quadratic-Boost with Stacked Zeta Converter for High Voltage Gain Applications”, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. PP, n° 99, p. 1–1, 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2706220.
- [62] R. Gules, L. L. Pfitscher, e L. C. Franco, “An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio”, in *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (*

- Cat. No.03TH8692*), jun. 2003, vol. 1, p. 411–416 vol. 1, doi: 10.1109/ISIE.2003.1267284.
- [63] C. E. A. Silva, R. P. T. Bascope, e D. S. Oliveira, “Proposal of a New High Step-Up Converter for UPS Applications”, in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, jul. 2006, vol. 2, p. 1288–1292, doi: 10.1109/ISIE.2006.295658.
- [64] S. Y. Tseng, J. Z. Shiang, e Y. H. Su, “A single-Capacitor Turn-off Snubber for Interleaved Boost Converter with Coupled Inductor”, in *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, nov. 2007, p. 202–208, doi: 10.1109/PEDS.2007.4487701.
- [65] W. Li e X. He, “An Interleaved Winding-Coupled Boost Converter With Passive Lossless Clamp Circuits”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 4, p. 1499–1507, jul. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.900521.
- [66] W. Li e X. He, “A Family of Interleaved DC-DC Converters Deduced From a Basic Cell With Winding-Cross-Coupled Inductors (WCCIs) for High Step-Up or Step-Down Conversions”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 4, p. 1791–1801, jul. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.925204.
- [67] X. Zhang e T. C. Green, “The Modular Multilevel Converter for High Step-Up Ratio DC-DC Conversion”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 8, p. 4925–4936, ago. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2393846.
- [68] J. Echeverría, S. Kouro, M. Pérez, e H. Abu-rub, “Multi-modular cascaded DC-DC converter for HVDC grid connection of large-scale photovoltaic power systems”, in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, nov. 2013, p. 6999–7005, doi: 10.1109/IECON.2013.6700293.
- [69] G. R. Walker e P. C. Sernia, “Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n° 4, p. 1130–1139, jul. 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.830090.
- [70] A. I. Bratcu, I. Munteanu, S. Bacha, D. Picault, e B. Raison, “Cascaded DC-DC Converter Photovoltaic Systems: Power Optimization Issues”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 2, p. 403–411, fev. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2043041.
- [71] Y. Tang, T. Wang, e Y. He, “A Switched-Capacitor-Based Active-Network Converter With High Voltage Gain”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 6, p. 2959–2968, jun. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2272639.
- [72] Y. Tang, T. Wang, e D. Fu, “Multicell Switched-Inductor/Switched-Capacitor Combined Active-Network Converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 4, p. 2063–2072, abr. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2325052.
- [73] S. Cuk e R. W. Erickson, “A conceptually new high-frequency switched-mode power amplifier technique eliminates current ripple”, in *Proc. 5th Nat. Solid-State Power Conv. Conf. (Powercon 5)*, 1978, p. 4–6.
- [74] F. Barzegar e S. Cuk, “A new switched-mode amplifier produces clean three-phase

- power”, in *Proceedings Ninth International Solid-State Power Conversion Conference*, 1982, p. E3.
- [75] Caceres, Ramon Oswaldo, “Família de conversores CC-CA, derivados dos conversores CC-CC fundamentais”, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 1997.
- [76] R. O. Caceres e I. Barbi, “A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, n° 1, p. 134–141, jan. 1999, doi: 10.1109/63.737601.
- [77] W. Chen, X. Ruan, H. Yan, e C. K. Tse, “DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 6, p. 1463–1474, jun. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2012406.
- [78] C.-M. Young, J.-W. Siao, W.-S. Yeh, e S.-J. Cheng, “An input-parallel and output-series-parallel phase-shift full-bridge converter with maximum power point tracking for wind turbine”, in *2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, out. 2013, p. 133–136, doi: 10.1109/ICRERA.2013.6749739.
- [79] L. Schmitz, R. Coelho, e D. Martins, “High Step-up dc-dc Converter With Input Current Sharing For Fuel Cell Applications”, *Eletrônica Potência*, vol. 21, n° 4, p. 285–295, dez. 2016, doi: 10.18618/REP.2016.4.2630.
- [80] C. K. Alexander e M. N. O. Sadiku, *Fundamentals of electric circuits*, 5th ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2013.
- [81] L. S. Yang e T. J. Liang, “Analysis and Implementation of a Novel Bidirectional DC-DC Converter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 1, p. 422–434, jan. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2134060.
- [82] Y. Tang e T. Wang, “Study of An Improved Dual-Switch Converter With Passive Lossless Clamping”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 2, p. 972–981, fev. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2341608.
- [83] M. A. Salvador, T. B. Lazzarin, e R. F. Coelho, “High Step-Up DC-DC Converter With Active Switched-Inductor and Passive Switched-Capacitor Networks”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, n° 7, p. 5644–5654, jul. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2782239.
- [84] X. Hu, L. Li, Y. Li, e G. Wu, “Input-parallel output-series DC-DC converter for non-isolated high step-up applications”, *Electron. Lett.*, vol. 52, n° 20, p. 1715–1717, 2016, doi: 10.1049/el.2016.2835.
- [85] P. Wang, L. Zhou, Y. Zhang, J. Li, e M. Sumner, “Input-parallel Output-series DC-DC Boost Converter with a Wide Input Voltage Range, for Fuel Cell Vehicles”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. PP, n° 99, p. 1–1, 2017, doi: 10.1109/TVT.2017.2688324.
- [86] Y. Yamamoto, T. Takiguchi, T. Sato, e H. Koizumi, “Two-phase interleaved bidirectional converter input-parallel output-series connection”, in *2015 9th International*

- Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, jun. 2015, p. 301–308, doi: 10.1109/ICPE.2015.7167801.
- [87] I. Barbi e D. C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, 4ª Edição. Florianópolis, 2011.
- [88] F. Berger, M. Salvador, T. Pereira, T. Lazzarin, e R. Coelho, “Methodology For Modeling Power Converters Employing The Thevenin Equivalent Circuit”, *Eletrônica Potência*, vol. 23, nº 2, p. 151–160, abr. 2018, doi: 10.18618/REP.2018.2.2749.
- [89] Y. W. Lu, G. Feng, e Y.-F. Liu, “A large signal dynamic model for DC-to-DC converters with average current control”, in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, 2004, vol. 2, p. 797–803 vol.2, doi: 10.1109/APEC.2004.1295914.
- [90] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, e G. C. Verghese, *Principles of power electronics*, Repr. with corr. Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1992.
- [91] D. Maksimovic, A. M. Stankovic, V. J. Thottuvelil, e G. C. Verghese, “Modeling and simulation of power electronic converters”, *Proc. IEEE*, vol. 89, nº 6, p. 898–912, jun. 2001, doi: 10.1109/5.931486.
- [92] V. Vorperian, “Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, nº 3, p. 490–496, maio 1990, doi: 10.1109/7.106126.
- [93] E. V. Dijk, J. N. Spruijt, D. M. O’Sullivan, e J. B. Klaassens, “PWM-switch modeling of DC-DC converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, nº 6, p. 659–665, nov. 1995, doi: 10.1109/63.471285.
- [94] S. R. Sanders e G. C. Verghese, “Synthesis of averaged circuit models for switched power converters”, *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 38, nº 8, p. 905–915, ago. 1991, doi: 10.1109/31.85632.
- [95] A. Davoudi, J. Jatskevich, e T. D. Rybel, “Numerical state-space average-value modeling of PWM DC-DC converters operating in DCM and CCM”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, nº 4, p. 1003–1012, jul. 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.876848.
- [96] Y. Huang e C. K. Tse, “Circuit Theoretic Classification of Parallel Connected DC–DC Converters”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 54, nº 5, p. 1099–1108, maio 2007, doi: 10.1109/TCSI.2007.890631.
- [97] J. B. Wang, “Primary Droop Current-Sharing Control of the Parallel DC/DC Converters System considering Output Cable Resistance”, *Advances in Power Electronics*, 2011. <https://www.hindawi.com/journals/ape/2011/713250/> (acessado jan. 30, 2020).
- [98] X. Wang, H. Qing, P. Huang, e C. Zhang, “Modeling and Stability Analysis of Parallel Inverters in Island Microgrid”, *Electronics*, vol. 9, nº 3, p. 463, mar. 2020, doi: 10.3390/electronics9030463.

APÊNDICE A - PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES CONSTRUÍDOS

O código apresentado a seguir reúne os cálculos implementados para auxiliar na definição dos componentes utilizados para construção do estágio de potência dos seis conversores clássicos construídos: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *ZETA* e *Ćuk*.

```
%=====
%Conversores cc-cc Clássicos não isolados - CCM
%=====
clc
close all
clear all
format ShortEng
%=====
%Parâmetros de Projeto
%=====
Po = 200;
Vin = 24;
deltaILap = 0.2; %% 20% de ondulação de corrente no primeiro indutor
deltaILbp = 0.3; %% 20% de ondulação de corrente no segundo indutor
deltaVc = 0.10; %% 10% de ondulação de tensão do capacitor C
deltaVco = 0.05; %% 5% de ondulação de tensão de saída (capacitor Co)
fs = 50e3;
D=0.6667;
%=====
%Conversor Buck
%=====
Vo_buck = D*Vin;
D_buck = D;
Ro_buck = (Vo_buck^2)/Po;
IL_buck = Vo_buck/Ro_buck;
deltaIL_buck = 0.13334*IL_buck;
deltaVco_buck = deltaVco*Vo_buck;
L_buck = ((Vin-Vo_buck)*D_buck)/(fs*deltaIL_buck);
Co_buck = deltaIL_buck/(8*fs*deltaVco_buck);
Vs_buck = Vin;
Vd_buck = Vin;
%=====
%Conversor Boost
%=====
Vo_boost = Vin/(1-D);
D_boost = D;
Ro_boost = (Vo_boost^2)/Po;
IL_boost = Vo_boost/((1-D_boost)*Ro_boost);
deltaIL_boost = deltaILap*IL_boost;
deltaVco_boost = deltaVco*Vo_boost;
L_boost = (Vin*D_boost)/(fs*deltaIL_boost);
Co_boost = (Vo_boost*D_boost)/(Ro_boost*fs*deltaVco_boost);
Vs_boost = Vo_boost;
Vd_boost = Vo_boost;
%=====
%Conversor Buck-Boost
%=====
Vo_buckboost = (Vin*D)/(1-D);
D_buckboost=D;
Ro_buckboost = (Vo_buckboost^2)/Po;
IL_buckboost = Vo_buckboost/((1-D_buckboost)*Ro_buckboost);
deltaIL_buckboost = 0.13334*IL_buckboost;
deltaVco_buckboost = deltaVco*Vo_buckboost;
L_buckboost = (Vin*D_buckboost)/(fs*deltaIL_buckboost);
Co_buckboost = (Vo_buckboost*D_buckboost)/(Ro_buckboost*fs*deltaVco_buckboost);
Vs_buckboost = Vo_buckboost+Vin;
Vd_buckboost = Vo_buckboost+Vin;
%=====
```

```

%Conversor SEPIC
%=====
Vo_seplic = (Vin*D)/(1-D);
D_seplic=D;
Ro_seplic = (Vo_seplic^2)/Po;
ILa_seplic = (D_seplic/((1-D_seplic))*(Vo_seplic/(Ro_seplic)));
ILb_seplic = Vo_seplic/(Ro_seplic);
deltaILa_seplic = deltaILap*ILa_seplic;
deltaILb_seplic = deltaILbp*ILb_seplic;
deltaVc_seplic = deltaVc*Vin;
deltaVco_seplic = deltaVco*Vo_seplic;
La_seplic = (Vin*D_seplic)/(fs*deltaILa_seplic);
Lb_seplic = (Vin*D_seplic)/(fs*deltaILb_seplic);
C_seplic = (Vo_seplic*D_seplic)/(Ro_seplic*fs*deltaVc_seplic);
Co_seplic = (Vo_seplic*D_seplic)/(Ro_seplic*fs*deltaVco_seplic);
Vs_seplic = Vo_seplic+Vin;
Vd_seplic = Vo_seplic+Vin;

%=====
%Conversor ZETA
%=====
Vo_zeta = (Vin*D)/(1-D);
D_zeta=D;
Ro_zeta = (Vo_zeta^2)/Po;
ILa_zeta = (Vo_zeta*D_zeta)/((1-D_zeta)*Ro_zeta);
ILb_zeta = Vo_zeta/(Ro_zeta);
deltaILa_zeta = deltaILap*ILa_zeta;
deltaILb_zeta = deltaILbp*ILb_zeta;
deltaVc_zeta = deltaVc*Vo_zeta;
deltaVco_zeta = deltaVco*Vo_zeta;
La_zeta = (Vin*D_zeta)/(fs*deltaILa_zeta);
Lb_zeta = (Vin*D_zeta)/(fs*deltaILb_zeta);
C_zeta = (Vo_zeta*D_zeta)/(Ro_zeta*fs*deltaVc_zeta);
Co_zeta = (Vo_zeta*(1-D_zeta))/(8*fs*Lb_zeta*fs*deltaVco_zeta);
Vs_zeta = Vo_zeta+Vin;
Vd_zeta = Vo_zeta+Vin;

%=====
%Conversor Cuk
%=====
Vo_cuk = (Vin*D)/(1-D);
D_cuk=D;
Ro_cuk = (Vo_cuk^2)/Po;
ILa_cuk = (Vin/(Ro_cuk))*((D_cuk/(1-D_cuk))^2);
ILb_cuk = (Vin/(Ro_cuk))*(D_cuk/(1-D_cuk));
deltaILa_cuk = deltaILap*ILa_cuk;
deltaILb_cuk = deltaILbp*ILb_cuk;
deltaVc_cuk = deltaVc*(Vin/(1-D_cuk));
deltaVco_cuk = deltaVco*Vo_cuk;
La_cuk = (Vin*D_cuk)/(fs*deltaILa_cuk);
Lb_cuk = (Vin*D_cuk)/(fs*deltaILb_cuk);
C_cuk = (Vin*((D_cuk)^2))/((1-D_cuk)*Ro_cuk*fs*deltaVc_cuk);
Co_cuk = (Vin*D_cuk)/(8*fs^2*Lb_cuk*deltaVco_cuk);
Vs_cuk = Vo_cuk+Vin;
Vd_cuk = Vo_cuk+Vin;

%=====
%%Resultados
%=====
f1 = figure(1);
set(f1,'Position',[1000 450 370 225]);
dat = {
    'Potência nominal (Po)', Po, ' W';...
    'Freq. de chaveamento (fs)', fs/1000, ' kHz';...
    'Tensão de entrada (VE)', Vin, ' Vcc';...
    'Razão cíclica (D)', D, ' -';...

```

```

        '      Delta ILa ', deltaILap*100, '      %';...
        '      Delta ILb ', deltaILbp*100, '      %';...
        '      Delta Vc ', deltaVc*100, '      %';...
        '      Delta Vco ', deltaVco*100, '      %';};
columnname = {'      Parâmetros', 'Valor', 'Unidade'};
};
columnformat = {'char', 'numeric', 'char', };
t = uitable('Units','normalized','Position',...
[0.05 0.05 0.85 0.87], 'Data', dat,...
'ColumnName', columnname,...
'ColumnFormat', columnformat,...
'FontName', 'Times',...
'FontAngle', 'italic',...
'FontSize', 10,...
'RowName', []);
print('specifications', '-dpng', '-r600')

```

O código acima possui um bloco de resultados, responsável por reproduzir o resumo dos dados computados, retornando-os ao usuário a Tabela A - 1, que consiste nos dados de entrada para projeto e a Tabela A - 2, que reúne as informações acerca das variáveis de interesse necessárias para escolha dos componentes.

Tabela A - 1: Dados de entrada para projeto dos seis conversores clássicos

Parâmetros	Valor	Unidade
<i>Potência nominal (P_o)</i>	200	W
<i>Freq. de chaveamento (f_s)</i>	50	kHz
<i>Tensão de entrada (V_E)</i>	24	Vcc
<i>Razão cíclica (D)</i>	0,6667	-
<i>Delta ILa</i>	20	%
<i>Delta ILb</i>	30	%
<i>Delta Vc</i>	10	%
<i>Delta Vco</i>	5	%

Tabela A - 2: Informações das variáveis de interesse para escolha dos componentes

Resultados	Buck	Boost	Buck-Boost	SEPIC	ZETA	Ćuk
V_o (V)	16,0008	72,0072	48,0072	48,0072	48,0072	48,0072
R_o (Ω)	1,2801	25,9252	11,5235	11,5235	11,5235	11,5235
I_{La} (A)	12,4994	8,3333	12,4994	8,3333	8,3333	8,3333
ΔI_{La} (A)	1,6667	1,6667	1,6667	1,6667	1,6667	1,6667
L_a (μ H)	63,9968	192,0096	192,0096	192,0096	192,0096	192,0096
I_{Lb} (A)	-	-	-	4,1660	4,1660	4,1660
ΔI_{Lb} (A)	-	-	-	1,2498	1,2498	1,2498
L_b (μ H)	-	-	-	256,0512	256,0512	256,0512
C (μ F)	-	-	-	7,7145	23,1458	11,5712
ΔV_c (V)	-	-	-	7,2007	2,4000	4,8007
C_o (μ F)	5,2081	10,2865	23,1424	1,3017	23,1424	1,3017
ΔV_{co} (V)	0,8000	3,6004	2,4004	2,4004	2,4004	2,4004
V_{S_off}	24	72,0072	72,0072	72,0072	72,0072	72,0072
V_{D_off}	24	72,0072	72,0072	72,0072	72,0072	72,0072

**APÊNDICE B - VALIDAÇÕES DOS MODELOS DINÂMICOS DOS CONVERSORES CC-CC
DIFERENCIAIS POR EQUIVALENTE DE THÉVENIN**

As curvas de comportamento dinâmico dos conversores diferenciais da seção 4.2 foram obtidas a partir de simulações com o programa PSIM, empregando os valores numéricos dos coeficientes de cada função de transferência. Este apêndice reúne as informações acerca das validações efetuadas, contemplando os seguintes itens:

- As figuras dos circuitos de cada conversor diferencial para auxiliar na identificação dos componentes conforme nomenclatura adotada;
- As figuras que retratam os esquemas de simulação do modelo dinâmico, implementados no PSIM;
- Os dados utilizados para cálculo dos coeficientes de cada função de transferência e os respectivos valores numéricos obtidos.

CDAG-1: Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost* e *Buck-Boost*

A Figura B. 1 (a) apresenta o circuito do CDAG-1 composto pelos conversores *Boost* e *Buck-Boost*. A Figura B. 1 (b) mostra o esquema de validação da modelagem dinâmica do referido conversor, considerando uma pequena perturbação na forma de degrau no instante $t = 120$ ms. O *offset* de tensão, após o bloco da função de transferência, representa o ponto de operação da tensão de saída antes da aplicação do degrau, conforme apresentado na seção 4.2.1.

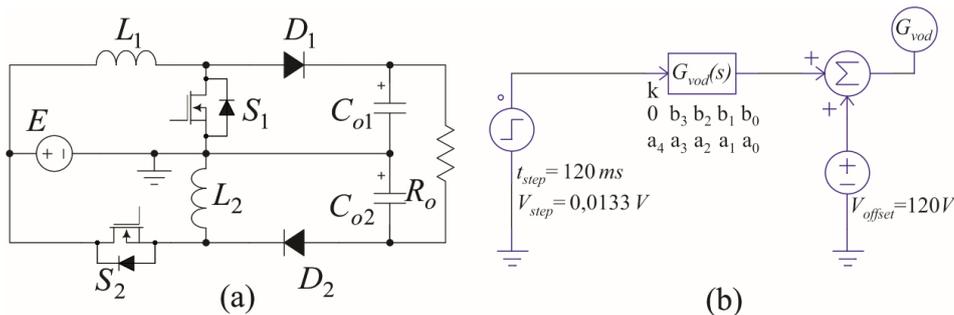


Figura B. 1 – (a) circuito do CDAG-1 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Utilizando os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) dos conversores *Boost* e *Buck-Boost* e os parâmetros $Z_{TH(Co)}$ da Tabela 4-5 encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-1. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 1 (b).

$$V_{TH_1} := \frac{E - \frac{PI \cdot LI \cdot s}{E}}{s^2 \cdot Co1 \cdot LI + (1 - D)^2} ; \quad Z_{TH_1} := \frac{s \cdot LI}{s^2 \cdot Co1 \cdot LI + (1 - D)^2}$$

$$V_{TH_2} := \frac{s \cdot \frac{L_2 P2}{DE} - E}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1 - D)^2} ; \quad Z_{TH_2} := \frac{s \cdot L_2}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1 - D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} := \left(\frac{(V_{TH_1} - (V_{TH_2})) \cdot R_o}{Z_{TH_1} + Z_{TH_2} + R_o} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$E := 24 : R_o := 43 : \text{local } D := 0.666 : L_1 := 196.2 \cdot 10^{-6} :$$

$$L_2 := 195.2 \cdot 10^{-6} : C_{o1} := 10 \cdot 10^{-6} : C_{o2} := 15.6 \cdot 10^{-6} :$$

$$P_{Boost} := \frac{E^2 \cdot (1 + D)}{R_o \cdot (1 - D)^2} ; \quad P_{BB} := \frac{E^2 \cdot D \cdot (1 + D)}{R_o \cdot (1 - D)^2} ;$$

$$k := \frac{E}{(1 - D)^2} = 215.1385851$$

$$b_3 := -L_1 L_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) \cdot (1 + D) = -1.633404617 \cdot 10^{-12}$$

$$b_2 := R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot (L_1 C_{o1} + L_2 C_{o2}) = 2.401869398 \cdot 10^{-8}$$

$$b_1 := -(L_1 + L_2) \cdot (1 + D) \cdot (1 - D)^2 = -0.00007274258865$$

$$b_0 := 2 R_o \cdot (1 - D)^4 = 1.070247738$$

$$a_4 := R_o L_1 L_2 C_{o1} C_{o2} = 2.569045939 \cdot 10^{-16}$$

$$a_3 := L_1 L_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 9.804349440 \cdot 10^{-13}$$

$$a_2 := R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot (L_1 C_{o1} + L_2 C_{o2}) = 2.401869398 \cdot 10^{-8}$$

$$a_1 := (L_1 + L_2) \cdot (1 - D)^2 = 0.00004366301840$$

$$a_0 := R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.5351238690$$

CDAG-2: Conversor Diferencial de Alto Ganho *Boost* e *Ćuk*

A validação do CDAG-2 é efetuada considerando mesma perturbação descrita no caso anterior. A Figura B. 2 (a) apresenta o circuito composto pelos conversores *Boost* e *Ćuk*. A Figura B. 2 (b) mostra o esquema de validação da modelagem dinâmica do referido conversor.

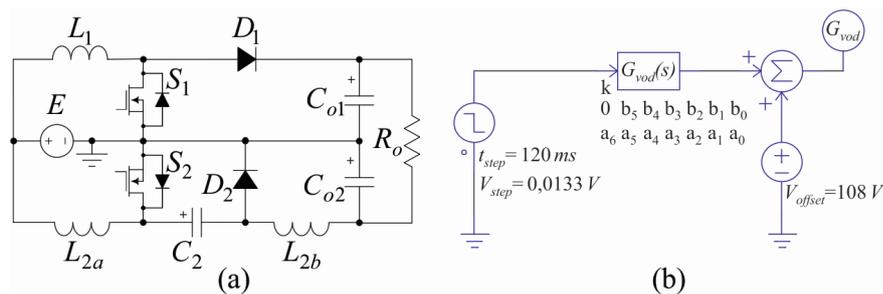


Figura B. 2 – (a) circuito do CDAG-2 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Utilizando os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) dos conversores *Boost* e *Ćuk* e os parâmetros $Z_{TH(Co)}$ da Tabela 4-5 encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-2. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 2 (b).

$$VTH_1 := \frac{E - \frac{P1 \cdot L1 \cdot s}{E}}{s^2 \cdot Co1 \cdot L1 + (1 - D)^2} ; \quad ZTH_1 := \frac{s \cdot L1}{s^2 \cdot Co1 \cdot L1 + (1 - D)^2}$$

$$VTH_2 := \frac{-E + \frac{P2 \cdot L2a \cdot s}{E} - \frac{E \cdot C2 \cdot L2a \cdot s^2}{1 - D}}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot Co2 + s^2 \cdot (L2b \cdot Co2 \cdot (1 - D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot Co2 + C2 \cdot L2a) + (1 - D)^2}$$

$$ZTH_2 := \frac{s^3 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 + s \cdot (L2a \cdot D^2 + L2b \cdot (1 - D)^2)}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot Co2 + s^2 \cdot (L2b \cdot Co2 \cdot (1 - D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot Co2 + C2 \cdot L2a) + (1 - D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{d} := \left(\frac{(VTH_1 - (VTH_2)) \cdot Ro}{ZTH_1 + ZTH_2 + Ro} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{d} = k \frac{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$E := 24 : R_o := 43 : \text{local } D := 0.666 : L_1 := 196.2 \cdot 10^{-6} : L_{2a} := 195.4 \cdot 10^{-6} :$$

$$L_{2b} := 262.7 \cdot 10^{-6} : C_{o1} := 10 \cdot 10^{-6} : C_2 := 10 \cdot 10^{-6} : C_{o2} := 5.6 \cdot 10^{-6} :$$

$$P_{Boost} := \frac{E^2 \cdot (1 + D)}{R_o \cdot (1 - D)^2} ; \quad P_{Cuk} := \frac{E^2 \cdot D \cdot (1 + D)}{R_o \cdot (1 - D)^2} :$$

$$k := \frac{E}{(1 - D)^2} = 215.1385851$$

$$b_5 := -L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o2} \cdot (1 + D) = -9.396078998 \cdot 10^{-22}$$

$$b_4 := R_o \cdot L_{2a} C_2 \cdot (1 - D)^2 \cdot \left(\frac{L_1 C_{o1}}{(1 - D)} + L_{2b} C_{o2} \right) = 6.884932931 \cdot 10^{-17}$$

$$b_3 := -L_1 \cdot (1 + D) \cdot (L_{2b} C_{o2} \cdot (1 - D)^2 + L_{2a} C_{o2} D^2 + L_{2a} \cdot (C_{o1} D^2 + C_2)) = -1.134294112 \cdot 10^{-12}$$

$$b_2 := R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot (L_1 C_{o1} + L_{2a} C_2 \cdot (2 - D) + L_{2a} C_{o2} D^2 + L_{2b} C_{o2} \cdot (1 - D)^2) = 2.503076952 \cdot 10^{-8}$$

$$b_1 := -(L_1 + L_{2a} D^2) \cdot (1 + D) \cdot (1 - D)^2 = -0.00005257219553$$

$$b_0 := 2 \cdot R_o \cdot (1 - D)^4 = 1.070247738$$

$$a_6 := R_o L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o1} C_{o2} = 2.425158444 \cdot 10^{-25}$$

$$a_5 := L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 1.571115936 \cdot 10^{-21}$$

$$a_4 := R_o \cdot (L_{2b} C_{o2} \cdot (L_{2a} C_2 + L_1 C_{o1}) \cdot (1 - D)^2 + L_1 L_{2a} C_{o1} \cdot (C_2 + C_{o2} D^2)) = 2.334333045 \cdot 10^{-16}$$

$$a_3 := (L_{2a} L_{2b} C_2 + L_1 L_{2b} \cdot (C_{o1} + C_{o2})) \cdot (1 - D)^2 + L_1 L_{2a} \cdot (C_{o1} D^2 + C_2 + C_{o2} D^2) = 7.956101676 \cdot 10^{-13}$$

$$a_2 := R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot (L_1 C_{o1} + L_{2b} C_{o2} \cdot (1 - D)^2 + L_{2a} C_2 + L_{2a} C_{o2} D^2) = 2.190013467 \cdot 10^{-8}$$

$$a_1 := (1 - D)^2 \cdot (L_1 + L_{2a} D^2 + L_{2b} \cdot (1 - D)^2) = 0.00003482517319$$

$$a_0 := R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.5351238690$$

CDAG-3: Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC* e *Buck-Boost*

A Figura B. 3 (a) apresenta o circuito composto pelos conversores *SEPIC* e *Buck-Boost*, enquanto que a Figura B. 3 (b) mostra o esquema de validação da modelagem dinâmica do referido conversor. A resposta para validação (G_{vod}) é obtida considerando mesma perturbação descrita no caso anterior

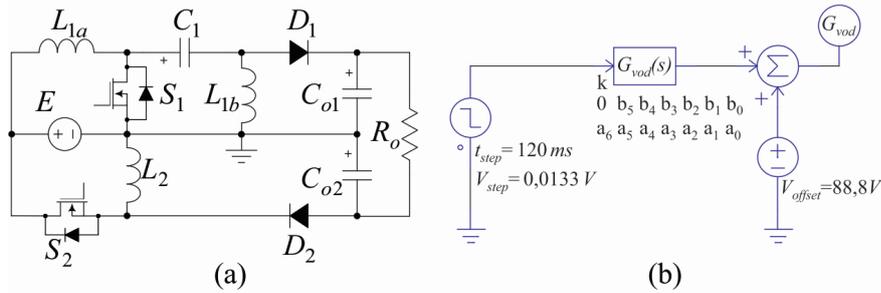


Figura B. 3 – (a) circuito do CDAG-3 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Utilizando os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) dos conversores *SEPIC* e *Buck-Boost* e os parâmetros $Z_{TH(Co)}$ da Tabela 4-5 encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-3. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 3 (b).

$$V_{TH_1} := \frac{-s^3 \cdot \frac{L_{1a} L_{1b} C_1 P1}{DE} + s^2 \cdot C_1 E \cdot (L_{1a} + L_{1b}) - s \cdot \frac{L_{1a} P1}{E} + E}{s^4 \cdot L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + s^2 \cdot ((L_{1a} C_1 + L_{1b} C_{o1} + L_{1b} C_{o1}) \cdot (1-D)^2 + D^2 L_{1a} C_{o1}) + (1-D)^2}$$

$$Z_{TH_1} := \frac{s^3 \cdot L_{1a} L_{1b} C_1 + s \cdot (L_{1a} D^2 + L_{1b} \cdot (1-D)^2)}{s^4 \cdot L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + s^2 \cdot ((L_{1a} C_1 + L_{1b} C_{o1} + L_{1b} C_{o1}) \cdot (1-D)^2 + D^2 L_{1a} C_{o1}) + (1-D)^2}$$

$$V_{TH_2} := \frac{s \cdot \frac{L_2 P2}{DE} - E}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1-D)^2}; \quad Z_{TH_2} := \frac{s \cdot L_2}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1-D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} := \left(\frac{(V_{TH_1} - (V_{TH_2})) \cdot R_o}{Z_{TH_1} + Z_{TH_2} + R_o} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$E := 24; R_o := 31; \text{local } D := 0.666; L_{1a} := 192.5 \cdot 10^{-6}; L_{1b} := 265.7 \cdot 10^{-6};$$

$$L_2 := 195.2 \cdot 10^{-6}; C_1 := 15.6 \cdot 10^{-6}; C_{o1} := 15.6 \cdot 10^{-6}; C_{o2} := 15.6 \cdot 10^{-6};$$

$$P1 := \frac{2E^2 \cdot D^2}{R_o \cdot (1-D)^2}; P2 := P1;$$

$$k := \frac{E}{(1-D)^2} = 215.1385851$$

$$\begin{aligned}
b_5 &:= -2 L_{1a} L_{1b} L_2 C_1 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) \cdot D = -6.472700598 \cdot 10^{-21} \\
b_4 &:= R_o C_1 \cdot (1 - D)^2 \cdot (L_{1a} L_{1b} C_{o1} + L_{1b} L_2 C_{o2} + L_{1a} L_2 C_{o2}) = 1.183182499 \cdot 10^{-16} \\
b_3 &:= -2 D \cdot \left((L_{1a} C_1 \cdot (L_{1b} + L_2) + L_{1b} L_2 \cdot (C_1 + C_{o1})) \cdot (1 - D)^2 + (L_{1a} L_2 D \cdot (C_{o1} D + C_{o2})) \right) = \\
&= -1.312453975 \cdot 10^{-12} \\
b_2 &:= R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot \left(L_{1a} C_{o1} D^2 + L_2 C_{o2} + (2 L_{1a} C_1 + 2 L_{1b} C_1 + L_{1b} C_{o1}) \cdot (1 - D)^2 \right) = 2.225131438 \cdot 10^{-8} \\
b_1 &:= -2 D \cdot (L_{1a} D + L_2) \cdot (1 - D)^2 = -0.00004805558722 \\
b_0 &:= 2 R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.7715739506 \\
a_6 &:= R_o L_{1a} L_{1b} L_2 C_1 C_{o1} C_{o2} = 1.174999253 \cdot 10^{-24} \\
a_5 &:= L_{1a} L_{1b} L_2 C_1 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 4.859384834 \cdot 10^{-21} \\
a_4 &:= R_o \cdot \left((1 - D)^2 \cdot (L_{1a} \cdot C_1 \cdot (L_{1b} C_{o1} + L_2 C_{o2}) + L_{1b} \cdot L_2 \cdot C_{o2} \cdot (C_1 + C_{o1})) + (L_{1a} L_2 C_{o1} C_{o2} D^2) \right) = \\
&= 2.877063090 \cdot 10^{-16} \\
a_3 &:= \left((L_{1a} L_{1b} C_1 + L_{1a} L_2 C_1 + L_{1b} L_2 \cdot (C_1 + C_{o1} + C_{o2})) \cdot (1 - D)^2 \right) + (L_{1a} L_2 D^2 \cdot (C_{o1} + C_{o2})) = \\
&= 9.451910011 \cdot 10^{-13} \\
a_2 &:= R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot \left((L_{1a} C_1 + L_{1b} C_1 + L_{1b} C_{o1}) \cdot (1 - D)^2 + (L_{1a} C_{o1} D^2 + L_2 C_{o2}) \right) = 1.949373994 \cdot 10^{-8} \\
a_1 &:= (1 - D)^2 \cdot (L_{1a} D^2 + L_2 + L_{1b} \cdot (1 - D)^2) = 0.00003460745555 \\
a_0 &:= R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.3857869753
\end{aligned}$$

CDAG-4: Conversor Diferencial de Alto Ganho *SEPIC* e *Ćuk*

Novamente, a validação do CDAG-4 é efetuada considerando mesma perturbação já descrita. Deste modo, a Figura B. 4 (a) apresenta o circuito do CDAG-4 composto pelos conversores *SEPIC* e *Ćuk*. A Figura B. 4 (b) mostra o esquema de validação da modelagem dinâmica do referido conversor.

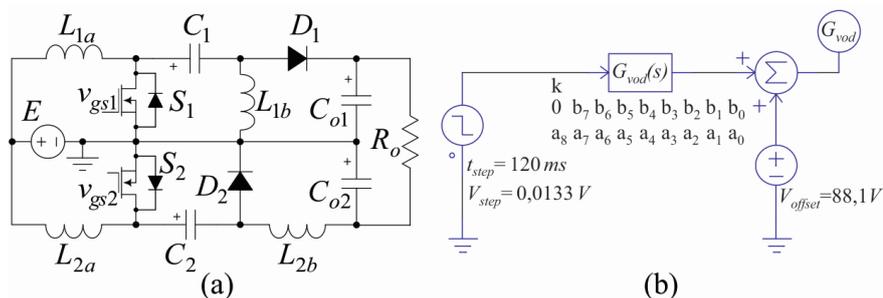


Figura B. 4 – (a) circuito do CDAG-4 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Com base nos parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) dos conversores *SEPIC* e *Ćuk* e nos parâmetros $Z_{TH(Co)}$ da Tabela 4-5 encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-4. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 4 (b).

$$VTH_1 := \frac{-s^3 \cdot \frac{L_{1a}L_{1b}C_1PI}{DE} + s^2 \cdot C_1E \cdot (L_{1a} + L_{1b}) - s \cdot \frac{L_{1a}PI}{E} + E}{s^4 \cdot L_{1a}L_{1b}C_1C_{ol} + s^2 \cdot ((L_{1a}C_1 + L_{1b}C_{ol} + L_{1b}C_{ol}) \cdot (1-D)^2 + D^2L_{1a}C_{ol}) + (1-D)^2}$$

$$ZTH_1 := \frac{s^3 \cdot L_{1a}L_{1b}C_1 + s \cdot (L_{1a}D^2 + L_{1b} \cdot (1-D)^2)}{s^4 \cdot L_{1a}L_{1b}C_1C_{ol} + s^2 \cdot ((L_{1a}C_1 + L_{1b}C_{ol} + L_{1b}C_{ol}) \cdot (1-D)^2 + D^2L_{1a}C_{ol}) + (1-D)^2}$$

$$VTH_2 := \frac{-E + \frac{P2 \cdot L2a \cdot s}{E} - \frac{E \cdot C2 \cdot L2a \cdot s^2}{1-D}}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot C_{o2} + s^2 \cdot (L2b \cdot C_{o2} \cdot (1-D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot C_{o2} + C2 \cdot L2a) + (1-D)^2}$$

$$ZTH_2 := \frac{s^3 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 + s \cdot (L2a \cdot D^2 + L2b \cdot (1-D)^2)}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot C_{o2} + s^2 \cdot (L2b \cdot C_{o2} \cdot (1-D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot C_{o2} + C2 \cdot L2a) + (1-D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} := \left(\frac{(VTH_1 - (VTH_2)) \cdot Ro}{ZTH_1 + ZTH_2 + Ro} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_7s^7 + b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_8s^8 + a_7s^7 + a_6s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}$$

$$E := 24 : R_o := 31 : \text{local } D := 0.666 : L_{1a} := 192.5 \cdot 10^{-6} : L_{1b} := 265.7 \cdot 10^{-6} : L_{2a} := 195.4 \cdot 10^{-6} :$$

$$L_{2b} := 262.7 \cdot 10^{-6} : C_1 := 15.6 \cdot 10^{-6} : C_{ol} := 15.6 \cdot 10^{-6} : C_2 := 10 \cdot 10^{-6} : C_{o2} := 5.6 \cdot 10^{-6} :$$

$$PI := \frac{2E^2 \cdot D^2}{R_o \cdot (1-D)^2} ; P2 := PI :$$

$$k := \frac{E}{(1-D)^2} = 215.1385851$$

$$b_7 := -2 L_{1a}L_{1b}L_{2a}L_{2b}C_1C_2C_{o2}D = -3.055088326 \cdot 10^{-30}$$

$$b_6 := R_oL_{2a}C_1C_2 \cdot (1-D)^2 \cdot \left(\frac{L_{1a}L_{1b}C_{ol}}{(1-D)} + L_{2b}C_{o2} \cdot (L_{1a} + L_{1b}) \right) = 3.228851259 \cdot 10^{-25}$$

$$b_5 := -2DL_{1a} \cdot (L_{1b}L_{2a}C_1 \cdot (C_{ol}D + C_2 + C_{o2}D^2) + L_{2b}C_{o2} \cdot (L_{1b}C_1 \cdot (1-D)^2 + L_{2a}C_2D)) = -5.415469134 \cdot 10^{-21}$$

$$b_4 := R_o \cdot (1-D)^2 \cdot \left(\left(C_1 \cdot (L_{1a} + L_{1b}) \cdot (L_{2a}C_{o2}D^2 + L_{2b}C_{o2} \cdot (1-D)^2 + L_{2a}C_2 \cdot (1-D) + L_{2a}C_2) \right) + (L_{1a}L_{1b}C_1C_{ol}) + \left(L_{2a}C_2 \cdot \left(\frac{L_{1a}C_{ol}D^2}{(1-D)} + L_{2b}C_{o2} + L_{1b}C_{ol} \cdot (1-D) \right) \right) \right) = 1.697781408 \cdot 10^{-16}$$

$$b_3 := -2D^2 \cdot \left(\left(L_{1b}L_{2a}C_1 + L_{1b}L_{2a}C_{ol} + L_{1a}L_{2b}C_{o2} + \frac{L_{1a}L_{1b}C_1}{D} \right) \cdot (1-D)^2 + L_{1a}L_{2a} \cdot (C_1 \cdot (1-D)^2 + C_{ol}D^2 + C_2 + C_{o2}D^2) \right) = -1.012417533 \cdot 10^{-12}$$

$$b_2 := R_o \cdot (1-D)^2 \cdot \left(\left((2L_{1a}C_1 + 2L_{1b}C_1 + L_{1b}C_{ol} + L_{2b}C_{o2}) \cdot (1-D)^2 \right) + (L_{2a}C_2 \cdot (2-D)) + \left((L_{1a}C_{ol} + L_{2a}C_{o2}) \cdot D^2 \right) \right) = 2.298095023 \cdot 10^{-8}$$

$$2.298095023 \cdot 10^{-8}$$

$$\begin{aligned}
b_1 &:= -2D^2 \cdot (L_{1a} + L_{2a}) \cdot (1 - D)^2 = -0.00003838761824 \\
b_0 &:= 2R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.7715739506 \\
a_8 &:= R_o L_{1a} L_{1b} L_{2a} L_{2b} C_1 C_{o1} C_2 C_{o2} = 1.109189726 \cdot 10^{-33} \\
a_7 &:= L_{1a} L_{1b} L_{2a} L_{2b} C_1 C_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 8.682951590 \cdot 10^{-30} \\
a_6 &:= R_o \cdot (L_{1a} L_{2a} C_{o1} C_{o2} \cdot (L_{1b} C_1 + L_{2b} C_2) \cdot D^2 + L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} \cdot (L_{2a} C_2 + L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D)^2) \\
&\quad + L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o2} \cdot (L_{1a} C_1 + L_{1b} C_1 + L_{1b} C_{o1}) \cdot (1 - D)^2) \\
&= 1.235540414 \cdot 10^{-24} \\
a_5 &:= (L_{1b} L_{2b} \cdot (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) \cdot (1 - D)^2 + L_{1a} L_{2a} \cdot (L_{1b} C_1 + L_{2b} C_2) \cdot D^2) \cdot (C_{o1} + C_{o2}) + L_{2a} C_1 C_2 \\
&\quad \cdot (L_{1a} L_{1b} + L_{2b} \cdot (L_{1a} + L_{1b}) \cdot (1 - D)^2) \\
&= 5.181933868 \cdot 10^{-21} \\
a_4 &:= R_o \cdot ((L_{1a} C_{o1} \cdot (L_{2b} C_{o2} D^2 + L_{1b} C_1) + L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o2}) \cdot (1 - D)^2) + L_{1a} L_{2a} C_{o1} \cdot (C_2 + C_{o2} D^2) \\
&\quad \cdot D^2 + (L_{2a} C_2 + L_{2a} C_{o2} D^2 + L_{2b} C_{o2} \cdot (1 - D)^2) \cdot (L_{1a} C_1 + L_{1b} C_1 + L_{1b} C_{o1}) \cdot (1 - D)^2) \\
&= 2.621626771 \cdot 10^{-16} \\
a_3 &:= (L_{1a} L_{2a} C_1 + L_{1b} L_{2a} \cdot (C_1 + C_{o1} + C_{o2}) + L_{1a} L_{2b} \cdot (C_{o1} + C_{o2})) \cdot D^2 \cdot (1 - D)^2 + L_{1a} L_{2a} C_2 D^2 \\
&\quad + (L_{1a} L_{2b} C_1 + L_{1b} L_{2b} \cdot (C_1 + C_{o1} + C_{o2})) \cdot (1 - D)^4 + (L_{1a} L_{1b} C_1 + L_{1b} L_{2a} C_2 + L_{2a} L_{2b} C_2) \\
&\quad \cdot (1 - D)^2 + L_{1a} L_{2a} \cdot (C_{o1} + C_{o2}) \cdot D^4 \\
&= 7.463237374 \cdot 10^{-13} \\
a_2 &:= R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot ((L_{1a} C_1 + L_{1b} C_1 + L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D)^2 + (L_{1a} C_{o1} + L_{2a} C_{o2}) \cdot D^2 \\
&\quad + L_{2a} C_2) \\
&= 1.796640648 \cdot 10^{-8} \\
a_1 &:= (1 - D)^2 \cdot ((L_{1a} + L_{2a}) \cdot D^2 + (L_{1b} + L_{2b}) \cdot (1 - D)^2) = 0.00002576961034 \\
a_0 &:= R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.3857869753
\end{aligned}$$

CDAG-5: Conversor Diferencial de Alto Ganho ZETA e Buck-Boost

A Figura B. 5 (a) apresenta o circuito do CDAG-5 composto pelos conversores ZETA e Buck-Boost, enquanto que a Figura B. 5 (b) mostra o esquema de validação da modelagem dinâmica do referido conversor. A resposta para validação (G_{vod}) é obtida considerando mesma perturbação descrita no caso anterior

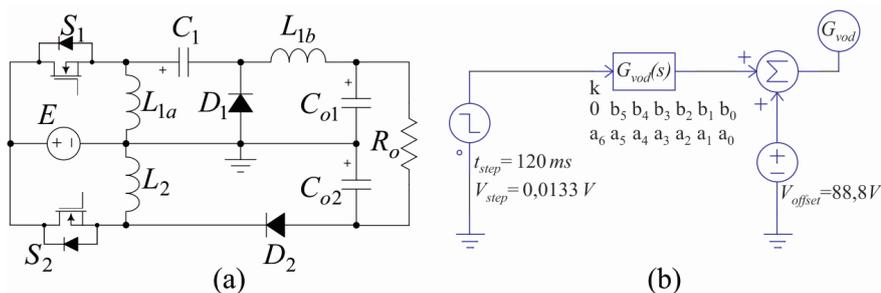


Figura B. 5 – (a) circuito do CDAG-5 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Utilizando os parâmetros $\tilde{v}_{TH(C_o)}$ (Tabela 4-4) dos conversores *ZETA* e *Buck-Boost* e os parâmetros $Z_{TH(C_o)}$ da Tabela 4-5 encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-5. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 5 (b).

$$V_{TH_1} := \frac{s^2 \frac{L_{1a} C_1 E}{1-D} - s \frac{L_{1a} P1}{E} + E}{s^4 L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + s^2 [L_{1b} C_{o1} (1-D)^2 + D^2 L_{1a} C_{o1} + L_{1a} C_1] + (1-D)^2}$$

$$Z_{TH_1} := \frac{s^3 L_{1a} L_{1b} C_1 + s [L_{1a} D^2 + L_{1b} (1-D)^2]}{s^4 L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + s^2 [L_{1b} C_{o1} (1-D)^2 + D^2 L_{1a} C_{o1} + L_{1a} C_1] + (1-D)^2}$$

$$V_{TH_2} := \frac{s \cdot \frac{L_2 P2}{DE} - E}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1-D)^2}; \quad Z_{TH_2} := \frac{s \cdot L_2}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1-D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} := \left(\frac{(V_{TH_1} - (V_{TH_2})) \cdot R_o}{Z_{TH_1} + Z_{TH_2} + R_o} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$E := 24; R_o := 31; \text{local } D := 0.666; L_{1a} := 192.1 \cdot 10^{-6}; L_{1b} := 266.5 \cdot 10^{-6};$$

$$L_2 := 195.2 \cdot 10^{-6}; C_1 := 10 \cdot 10^{-6}; C_{o1} := 5.6 \cdot 10^{-6}; C_{o2} := 15.6 \cdot 10^{-6};$$

$$P1 := \frac{2E^2 \cdot D^2}{R_o \cdot (1-D)^2}; P2 := P1;$$

$$k := \frac{E}{(1-D)^2} = 215.1385851$$

$$b_5 := -2L_{1a} L_{1b} L_2 C_1 C_{o1} D = -7.454124522 \cdot 10^{-22}$$

$$b_4 := R_o L_{1a} C_1 \cdot (L_{1b} C_{o1} \cdot (1-D)^2 + L_2 C_{o2} \cdot (1-D)) = 7.048195848 \cdot 10^{-17}$$

$$b_3 := -2L_2 D \cdot (L_{1b} C_{o1} \cdot (1-D)^2 + L_{1a} \cdot (C_1 + C_{o1} D^2 + C_{o2} D)) = -1.185756103 \cdot 10^{-12}$$

$$b_2 := R_o \cdot (1-D)^2 \cdot (L_{1a} C_{o1} D^2 + L_{1a} C_1 \cdot (2-D) + L_2 C_{o2} + L_{1b} C_{o1} \cdot (1-D)^2) = 2.161874729 \cdot 10^{-8}$$

$$b_1 := -2D \cdot (L_{1a} D + L_2) \cdot (1-D)^2 = -0.00004801600214$$

$$b_0 := 2R_o \cdot (1-D)^4 = 0.7715739506$$

$$a_6 := R_o L_{1a} L_{1b} L_2 C_1 C_{o1} C_{o2} = 2.706317281 \cdot 10^{-25}$$

$$a_5 := L_{1a} L_{1b} L_2 C_1 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 2.118557484 \cdot 10^{-21}$$

$$a_4 := R_o \cdot (L_{1b} C_{o1} \cdot (L_{1a} C_1 + L_2 C_{o2}) \cdot (1-D)^2 + L_{1a} L_2 C_{o2} \cdot (C_1 + C_{o1} D^2)) = 2.520137156 \cdot 10^{-16}$$

$$a_3 := (L_{1a} L_{1b} C_1 + L_{1b} L_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2})) \cdot (1-D)^2 + L_{1a} L_2 \cdot (C_1 + C_{o1} D^2 + C_{o2} D^2) = 9.077258909 \cdot 10^{-13}$$

$$a_2 := R_o \cdot (1-D)^2 \cdot (L_{1b} C_{o1} \cdot (1-D)^2 + L_{1a} C_{o1} D^2 + L_{1a} C_1 + L_2 C_{o2}) = 1.939989465 \cdot 10^{-8}$$

$$a_1 := (1-D)^2 \cdot (L_{1a} D^2 + L_2 + L_{1b} \cdot (1-D)^2) = 0.00003459761881$$

$$a_0 := R_o \cdot (1-D)^4 = 0.3857869753$$

CDAG-6: Conversor Diferencial de Alto Ganho *ZETA* e *Ćuk*

No mesmo contexto já relatado neste apêndice, a Figura B. 6 (a) apresenta o circuito do CDAG-6 composto pelos conversores *ZETA* e *Ćuk*, e a Figura B. 6 (b) mostra o esquema de validação da modelagem dinâmica do referido conversor.

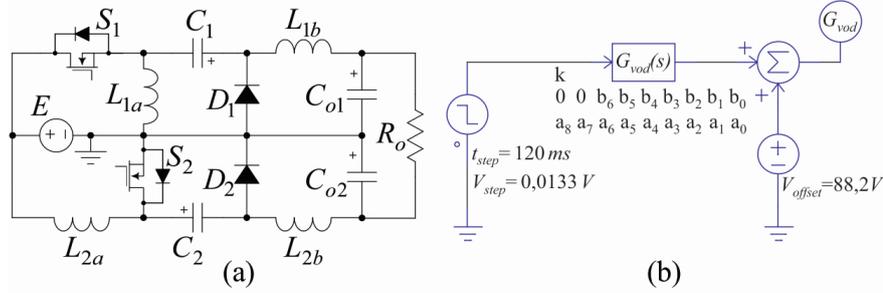


Figura B. 6 – (a) circuito do CDAG-6 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Ao utilizar os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) e $Z_{TH(Co)}$ (Tabela 4-5) dos conversores *ZETA* e *Ćuk*, encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CDAG-6. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 6 (b).

$$V_{TH_1} := \frac{s^2 \frac{L_{1a} C_1 E}{1-D} - s \frac{L_{1a} P1}{E} + E}{s^4 L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + s^2 [L_{1b} C_{o1} (1-D)^2 + D^2 L_{1a} C_{o1} + L_{1a} C_1] + (1-D)^2}$$

$$Z_{TH_1} := \frac{s^3 L_{1a} L_{1b} C_1 + s [L_{1a} D^2 + L_{1b} (1-D)^2]}{s^4 L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + s^2 [L_{1b} C_{o1} (1-D)^2 + D^2 L_{1a} C_{o1} + L_{1a} C_1] + (1-D)^2}$$

$$V_{TH_2} := \frac{-E + \frac{P2 \cdot L2a \cdot s}{E} - \frac{E \cdot C2 \cdot L2a \cdot s^2}{1-D}}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot Co2 + s^2 \cdot (L2b \cdot Co2 \cdot (1-D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot Co2 + C2 \cdot L2a) + (1-D)^2}$$

$$Z_{TH_2} := \frac{s^3 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 + s \cdot (L2a \cdot D^2 + L2b \cdot (1-D)^2)}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot Co2 + s^2 \cdot (L2b \cdot Co2 \cdot (1-D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot Co2 + C2 \cdot L2a) + (1-D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} := \left(\frac{(V_{TH_1} - (V_{TH_2})) \cdot R_o}{Z_{TH_1} + Z_{TH_2} + R_o} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_8 s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$E := 24 : R_o := 31 : \text{local } D := 0.666 : L_{1a} := 192.5 \cdot 10^{-6} : L_{1b} := 265.7 \cdot 10^{-6} : L_{2a} := 195.4 \cdot 10^{-6} :$$

$$L_{2b} := 262.7 \cdot 10^{-6} : C_1 := 15.6 \cdot 10^{-6} : C_{o1} := 15.6 \cdot 10^{-6} : C_2 := 10 \cdot 10^{-6} : C_{o2} := 5.6 \cdot 10^{-6} :$$

$$P1 := \frac{2E^2 \cdot D^2}{R_o \cdot (1-D)^2} ; P2 := P1 :$$

$$k := \frac{E}{(1-D)^2} = 215.1385851$$

$$\begin{aligned}
b_6 &:= R_o L_{1a} L_{2a} C_1 C_2 \cdot (L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D) = 3.412072454 \cdot 10^{-25} \\
b_5 &:= -2D^2 L_{1a} L_{2a} \cdot (C_1 C_{o1} L_{1b} + C_2 C_{o2} L_{2b}) = -2.648505068 \cdot 10^{-21} \\
b_4 &:= R_o \cdot (1 - D) \cdot (L_{1a} L_{2a} \cdot (C_1 C_{o2} D^2 + 2C_1 C_2 + C_{o1} C_2 D^2) + (L_{1a} L_{2b} C_1 C_{o2} + L_{1b} L_{2a} C_{o1} C_2) \cdot (1 - D)^2 + (L_{1a} L_{1b} C_1 C_{o1} + L_{2a} L_{2b} C_2 C_{o2}) \cdot (1 - D)) \\
&= 2.309955147 \cdot 10^{-16} \\
b_3 &:= -2D^2 \cdot (L_{1a} L_{2a} \cdot (C_1 + C_{o1} D^2 + C_2 + C_{o2} D^2) + (L_{1b} L_{2a} C_{o1} + L_{1a} L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D)^2) = -1.276179505 \cdot 10^{-12} \\
b_2 &:= R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot ((L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D)^2 + (L_{1a} C_{o1} + L_{2a} C_{o2}) \cdot D^2 + (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) \cdot (2 - D)) \\
&= 3.131950169 \cdot 10^{-8} \\
b_1 &:= -2D^2 \cdot (L_{1a} + L_{2a}) \cdot (1 - D)^2 = -0.00003838761824 \\
b_0 &:= 2 R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.7715739506 \\
a_8 &:= R_o L_{1a} L_{1b} L_{2a} L_{2b} C_1 C_{o1} C_2 C_{o2} = 1.109189726 \cdot 10^{-33} \\
a_7 &:= L_{1a} L_{1b} L_{2a} L_{2b} C_1 C_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 8.682951590 \cdot 10^{-30} \\
a_6 &:= R_o \cdot (L_{1a} L_{2a} C_{o1} C_{o2} \cdot (L_{1b} C_1 + L_{2b} C_2) \cdot D^2 + L_{1a} L_{2a} C_1 C_2 \cdot (L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) + L_{1b} L_{2b} C_{o1} C_{o2} \cdot (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) \cdot (1 - D)^2) \\
&= 1.432085601 \cdot 10^{-24} \\
a_5 &:= (L_{1b} L_{2b} \cdot (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) \cdot (1 - D)^2 + L_{1a} L_{2a} \cdot (L_{1b} C_1 + L_{2b} C_2) \cdot D^2) \cdot (C_{o1} + C_{o2}) + L_{1a} L_{2a} C_1 C_2 \cdot (L_{1b} + L_{2b}) \\
&= 6.314106603 \cdot 10^{-21} \\
a_4 &:= R_o \cdot (C_{o1} C_{o2} \cdot (L_{1b} L_{2b} \cdot (1 - D)^4 + (L_{1a} L_{2b} + L_{1b} L_{2a}) \cdot (1 - D)^2 \cdot D^2 + L_{1a} L_{2a} D^4) + (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) \cdot (L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D)^2 + L_{1a} L_{2a} \cdot (C_1 C_{o2} D^2 + C_1 C_2 + C_{o1} C_2 D^2)) \\
&= 4.401717596 \cdot 10^{-16} \\
a_3 &:= ((C_{o1} + C_{o2}) \cdot (L_{1b} L_{2b} \cdot (1 - D)^4 + (L_{1a} L_{2b} + L_{1b} L_{2a}) \cdot (1 - D)^2 \cdot D^2 + L_{1a} L_{2a} D^4) + (L_{1b} + L_{2b}) \cdot (L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) \cdot (1 - D)^2 + L_{1a} L_{2a} \cdot (C_1 + C_2) \cdot D^2) \\
&= 1.002122504 \cdot 10^{-12} \\
a_2 &:= R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot ((L_{1b} C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D)^2 + (L_{1a} C_{o1} + L_{2a} C_{o2}) \cdot D^2 + L_{1a} C_1 + L_{2a} C_2) \\
&= 2.559391475 \cdot 10^{-8} \\
a_1 &:= (1 - D)^2 \cdot ((L_{1a} + L_{2a}) \cdot D^2 + (L_{1b} + L_{2b}) \cdot (1 - D)^2) = 0.00002576961034 \\
a_0 &:= R_o \cdot (1 - D)^4 = 0.3857869753
\end{aligned}$$

CD-1: Conversor Diferencial *Buck* e *Buck-Boost*

O mesmo cenário de validação dos casos anteriores é replicado a seguir, de modo que Figura B. 7 (a) apresenta o circuito do CD-1 composto pelos conversores *Buck* e *Buck-Boost*, e a Figura B. 7 (b) mostra o esquema de validação para obtenção da resposta do modelo dinâmico (G_{vod}) do referido conversor.

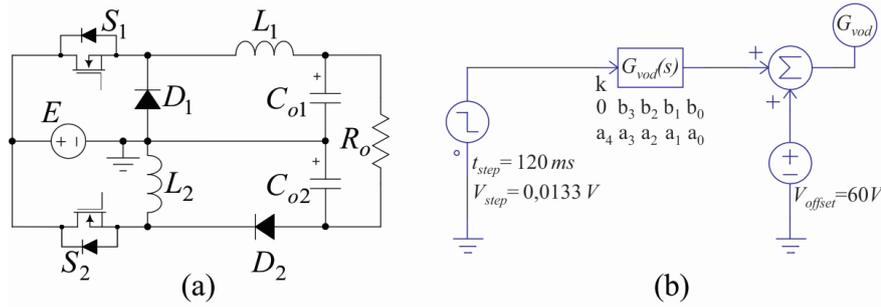


Figura B. 7 – (a) circuito do CD-1 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Utilizando os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) e $Z_{TH(Co)}$ (Tabela 4-5) dos conversores *Buck* e *Buck-Boost*, encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CD-1. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 7 (b).

$$VTH_{-1} := \frac{E}{s^2 L_1 C_{o1} + 1}; \quad ZTH_{-1} := \frac{s L_1}{s^2 L_1 C_{o1} + 1}$$

$$VTH_{-2} := \frac{s \cdot \frac{L_2 P_2}{DE} - E}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1 - D)^2}; \quad ZTH_{-2} := \frac{s \cdot L_2}{s^2 \cdot L_2 C_{o2} + (1 - D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{d} := \left(\frac{(VTH_{-1} - (VTH_{-2})) \cdot R_o}{ZTH_{-1} + ZTH_{-2} + R_o} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{d} = k \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$E := 24; R_o := 15; \text{local } D := 0.66; L_1 := 67.9 \cdot 10^{-6};$$

$$L_2 := 195.2 \cdot 10^{-6}; C_{o1} := 5.6 \cdot 10^{-6}; C_{o2} := 15.6 \cdot 10^{-6};$$

$$P_{Buck} := \frac{E^2 \cdot D^2 \cdot (2 - D)}{R_o \cdot (1 - D)}; \quad P_{BB} := \frac{E^2 \cdot D^2 \cdot (2 - D)}{R_o \cdot (1 - D)^2};$$

$$k := \frac{E}{(1 - D)^2} = 207.6124567$$

$$b_3 := -L_1 L_2 C_{o1} D \cdot (2 - D) = -6.564268677 \cdot 10^{-14}$$

$$b_2 := R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot (L_1 C_{o1} + L_2 C_{o2}) = 5.262620640 \cdot 10^{-9}$$

$$b_1 := -L_2 D \cdot (2 - D) = -0.0001726348800$$

$$b_0 := R_o \cdot ((1 - D)^2 + (1 - D)^4) = 1.93445040$$

$$a_4 := R_o L_1 L_2 C_{o1} C_{o2} = 1.514146099 \cdot 10^{-17}$$

$$a_3 := L_1 L_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 2.544783360 \cdot 10^{-13}$$

$$a_2 := R_o \cdot (L_1 C_{o1} \cdot (1 - D)^2 + L_2 C_{o2}) = 4.048013616 \cdot 10^{-8}$$

$$a_1 := L_1 \cdot (1 - D)^2 + L_2 = 0.0002030492400$$

$$a_0 := R_o \cdot (1 - D)^2 = 1.7340$$

CD2: Conversor Diferencial *Buck* e *Ćuk*

Por fim, considerando a mesma abordagem dos casos anteriores, a Figura B. 8 (a) apresenta o circuito do CD-2 composto pelos conversores *Buck* e *Ćuk*. A Figura B. 8 (b) mostra o esquema de validação da modelagem dinâmica do referido conversor.

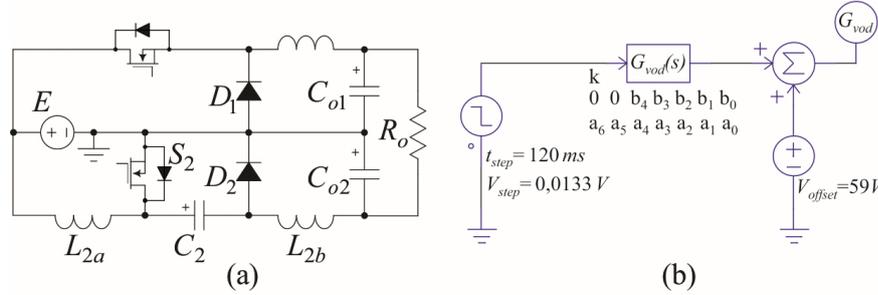


Figura B. 8 – (a) circuito do CD-2 e (b) esquema de simulação da modelagem dinâmica.

Utilizando os parâmetros $\tilde{v}_{TH(Co)}$ (Tabela 4-4) e $Z_{TH(Co)}$ (Tabela 4-5) dos conversores *Buck* e *Ćuk*, encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do CD-2. A seguir são apresentados os dados para cálculo dos coeficientes da função de transferência e os valores obtidos para substituição no esquema de validação da Figura B. 8 (b).

$$V_{TH_1} := \frac{E}{s^2 L_1 C_{o1} + 1}; \quad Z_{TH_1} := \frac{s L_1}{s^2 L_1 C_{o1} + 1};$$

$$V_{TH_2} := \frac{-E + \frac{P2 \cdot L2a \cdot s}{E} - \frac{E \cdot C2 \cdot L2a \cdot s^2}{1 - D}}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot Co2 + s^2 \cdot (L2b \cdot Co2 \cdot (1 - D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot Co2 + C2 \cdot L2a) + (1 - D)^2}$$

$$Z_{TH_2} := \frac{s^3 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 + s \cdot (L2a \cdot D^2 + L2b \cdot (1 - D)^2)}{s^4 \cdot L2a \cdot L2b \cdot C2 \cdot Co2 + s^2 \cdot (L2b \cdot Co2 \cdot (1 - D)^2 + D^2 \cdot L2a \cdot Co2 + C2 \cdot L2a) + (1 - D)^2}$$

$$\frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} := \left(\frac{(V_{TH_1} - (V_{TH_2})) \cdot R_o}{Z_{TH_1} + Z_{TH_2} + R_o} \right)$$

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{v}_{odif}}{\tilde{d}} = k \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$E := 24; R_o := 15; \text{local } D := 0.66; L_1 := 67.9 \cdot 10^{-6}; L_{2a} := 195.4 \cdot 10^{-6};$$

$$L_{2b} := 262.7 \cdot 10^{-6}; C_{o1} := 5.6 \cdot 10^{-6}; C_2 := 10 \cdot 10^{-6}; C_{o2} := 5.6 \cdot 10^{-6};$$

$$P_{Buck} := \frac{E^2 \cdot D^2 \cdot (2 - D)}{R_o \cdot (1 - D)}; P_{Cuk} := \frac{E^2 \cdot D^2 \cdot (2 - D)}{R_o \cdot (1 - D)^2}$$

$$k := \frac{E}{(1 - D)^2} = 207.6124567$$

$$b_4 := R_o L_{2a} C_2 \cdot (1 - D)^2 \cdot \left(\frac{L_1 C_{o1}}{(1 - D)} + L_{2b} C_{o2} \right) = 8.773745440 \cdot 10^{-18}$$

$$b_3 := -L_1 L_{2a} C_{o1} D \cdot (2 - D) = -6.570994362 \cdot 10^{-14}$$

$$b_2 := R_o \cdot (1 - D)^2 \cdot \left(L_1 C_{o1} + L_{2a} C_2 \cdot \frac{(2 - D)}{(1 - D)} + L_{2a} C_{o2} D^2 + L_{2b} C_{o2} \cdot (1 - D)^2 \right) = 1.513437149 \cdot 10^{-8}$$

$$b_1 := -L_{2a} D \cdot (2 - D) = -0.0001728117600$$

$$b_0 := R_o \cdot \left((1 - D)^2 + (1 - D)^4 \right) = 1.93445040$$

$$a_6 := R_o L_1 L_{2a} L_{2b} C_{o1} C_2 C_{o2} = 1.639538878 \cdot 10^{-26}$$

$$a_5 := L_1 L_{2a} L_{2b} C_2 \cdot (C_{o1} + C_{o2}) = 3.903663996 \cdot 10^{-22}$$

$$a_4 := R_o \cdot \left(L_{2b} C_{o2} \cdot (L_{2a} C_2 + L_1 C_{o1} \cdot (1 - D)^2) + L_1 L_{2a} C_{o1} \cdot (C_2 + C_{o2} D^2) \right) = 5.795195054 \cdot 10^{-17}$$

$$a_3 := L_{2a} L_{2b} C_2 + L_1 L_{2b} \cdot (C_{o1} + C_{o2}) \cdot (1 - D)^2 + L_1 L_{2a} \cdot (C_{o1} D^2 + C_2 + C_{o2} D^2) = 7.338159461 \cdot 10^{-13}$$

$$a_2 := R_o \cdot \left((L_1 C_{o1} + L_{2b} C_{o2}) \cdot (1 - D)^2 + L_{2a} C_2 + L_{2a} C_{o2} D^2 \right) = 3.967002240 \cdot 10^{-8}$$

$$a_1 := (L_1 + L_{2b}) \cdot (1 - D)^2 + L_{2a} D^2 = 0.0001233336000$$

$$a_0 := R_o \cdot (1 - D)^2 = 1.7340$$

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICOS DOS PROTÓTIPOS IMPLEMENTADOS

A seguir são apresentados os esquemáticos referentes à placa de interface e aos seis conversores clássicos implementados. A tensão de 5 Vcc representada nos esquemáticos dos conversores, é proveniente da placa de interface, sendo disponibilizada pelo pino 6 dos conectores *Header 2x5* (H1 e H2). A tensão de entrada dos conversores está representada como V_g e a de saída como V_o .

Placa de Interface

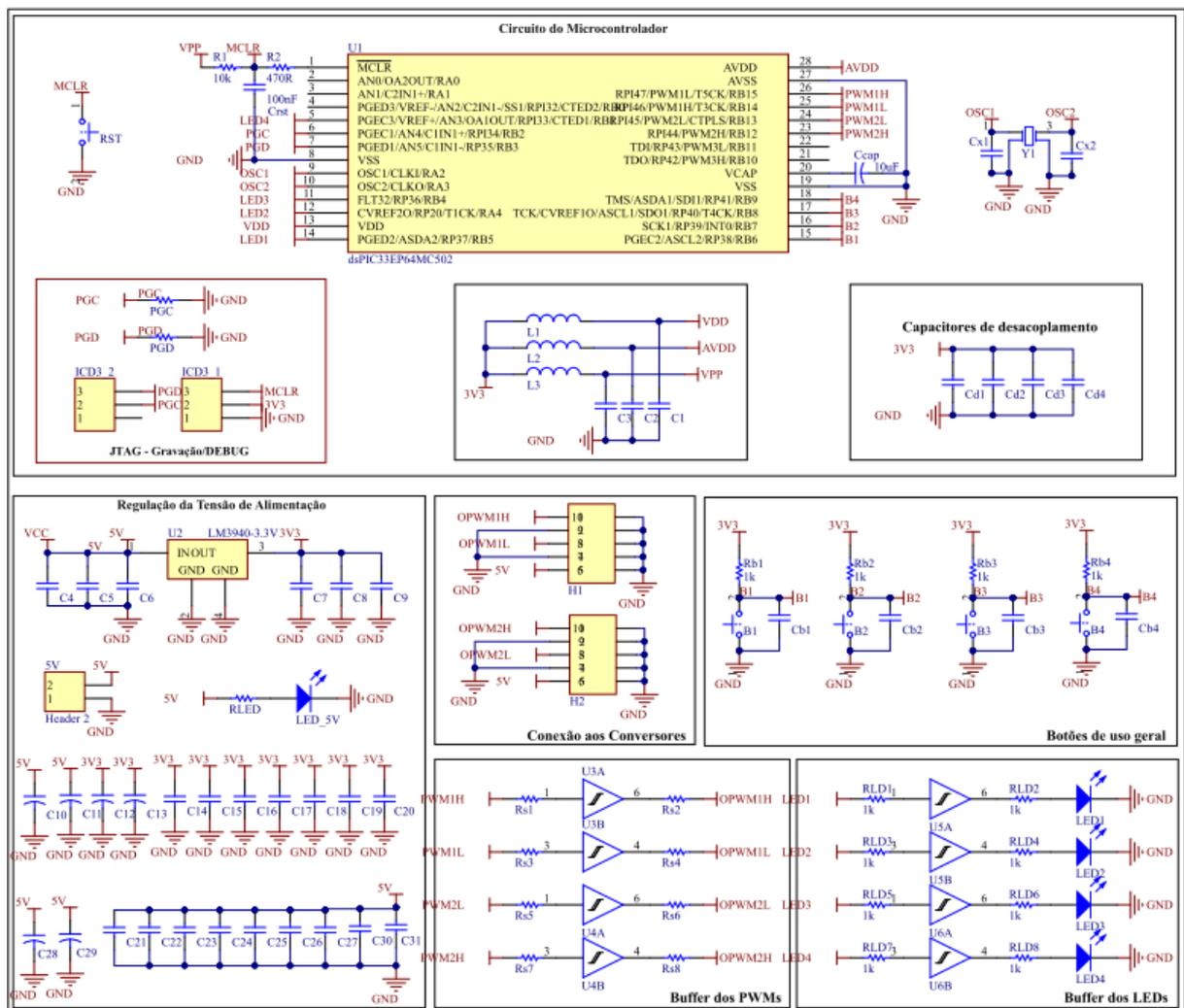


Figura C. 1 – Esquemático da placa de interface empregado nas validações da seção 2.1.10.

Conversor Boost

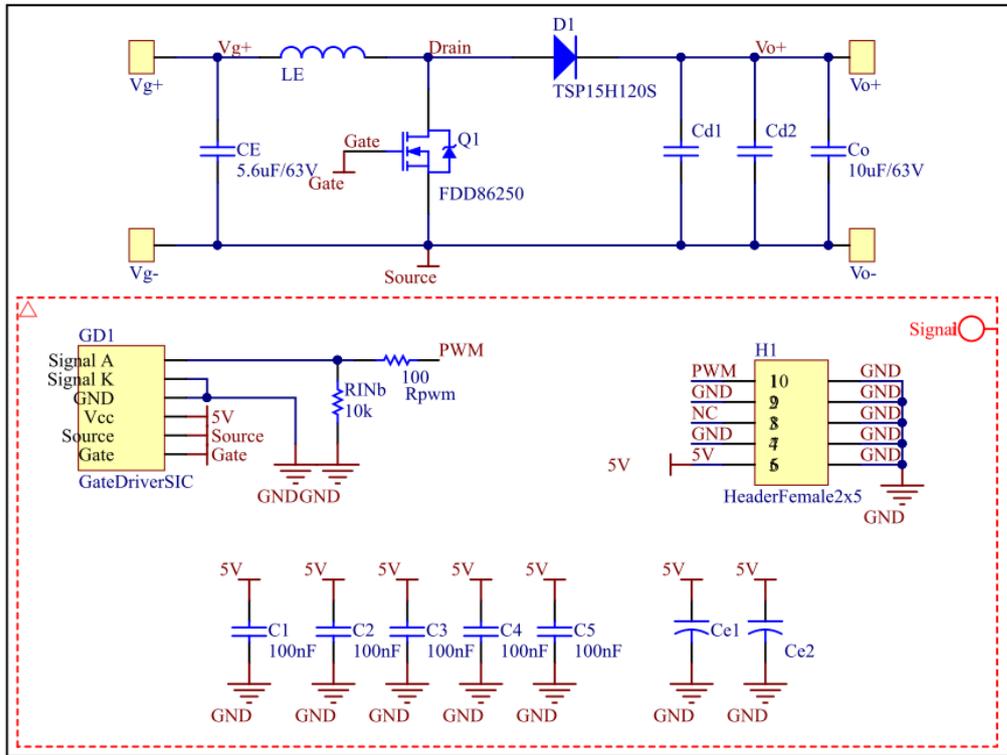


Figura C. 2 – Esquemático do conversor Boost empregado nas validações da seção 2.1.10.

Conversor Buck-Boost

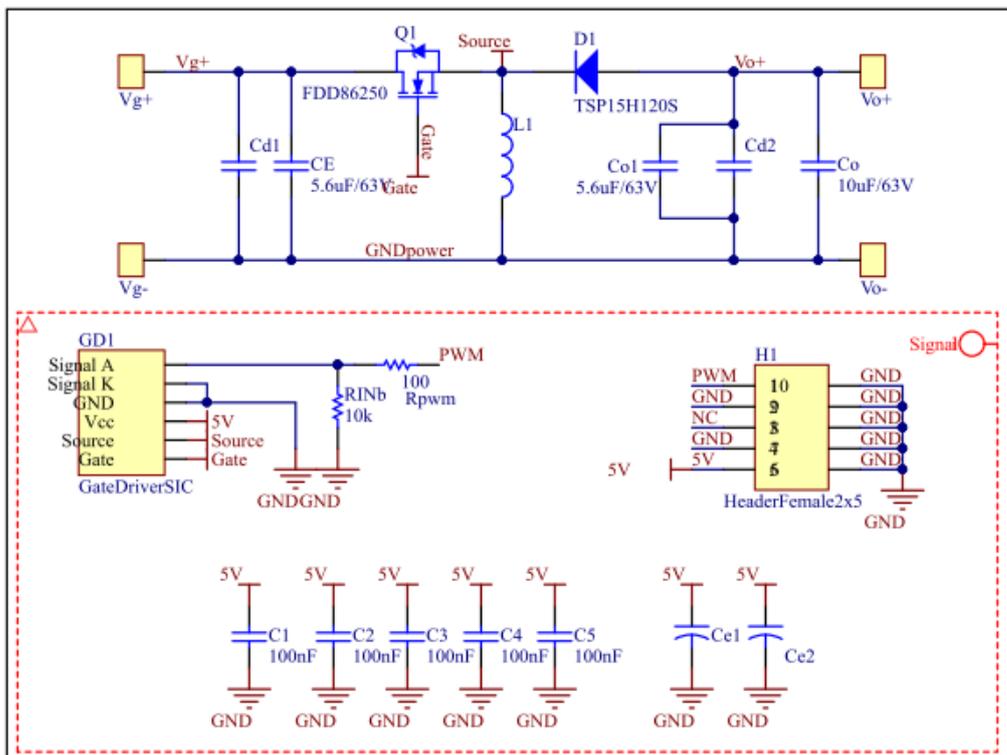


Figura C. 3 – Esquemático do conversor Buck-Boost empregado nas validações da seção 2.1.10.

Conversor *SEPIC*

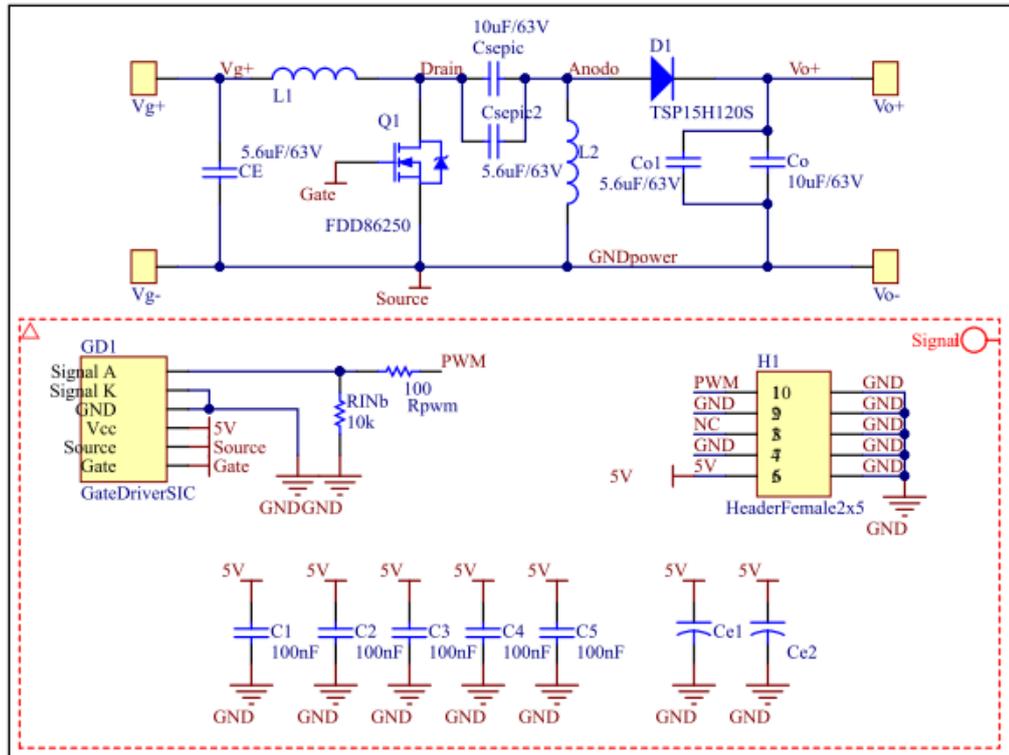


Figura C. 4 – Esquemático do conversor *SEPIC* empregado nas validações da seção 2.1.10.

Conversor *ZETA*

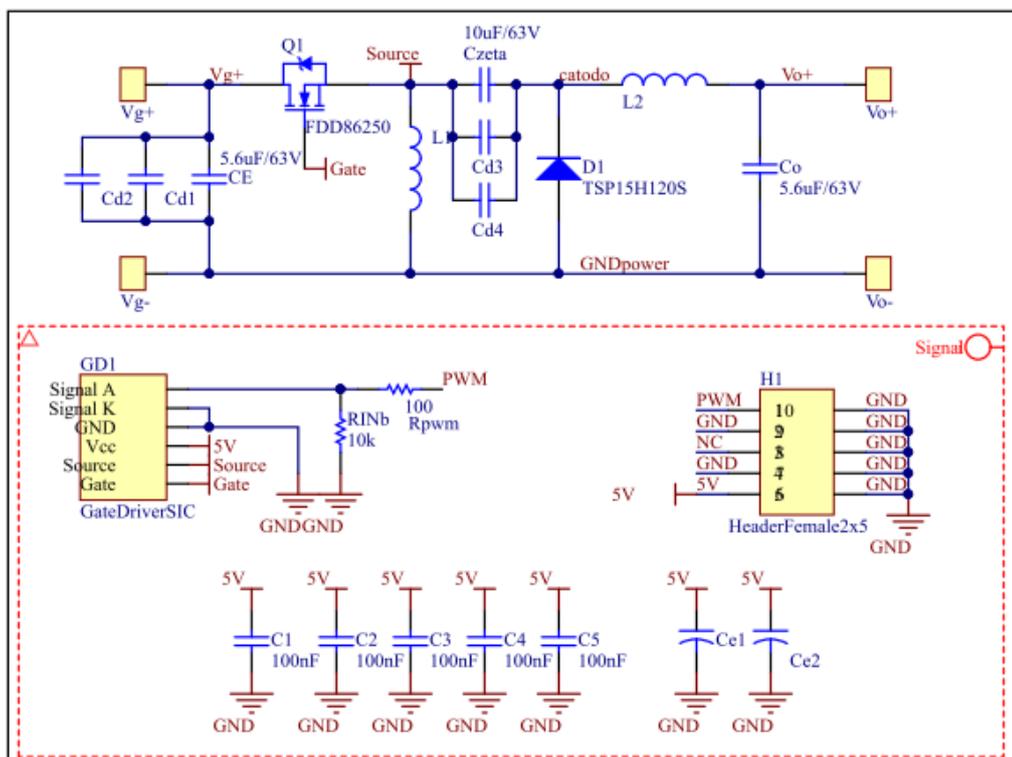


Figura C. 5 – Esquemático do conversor *ZETA* empregado nas validações da seção 2.1.10.

Conversor *Cúk*

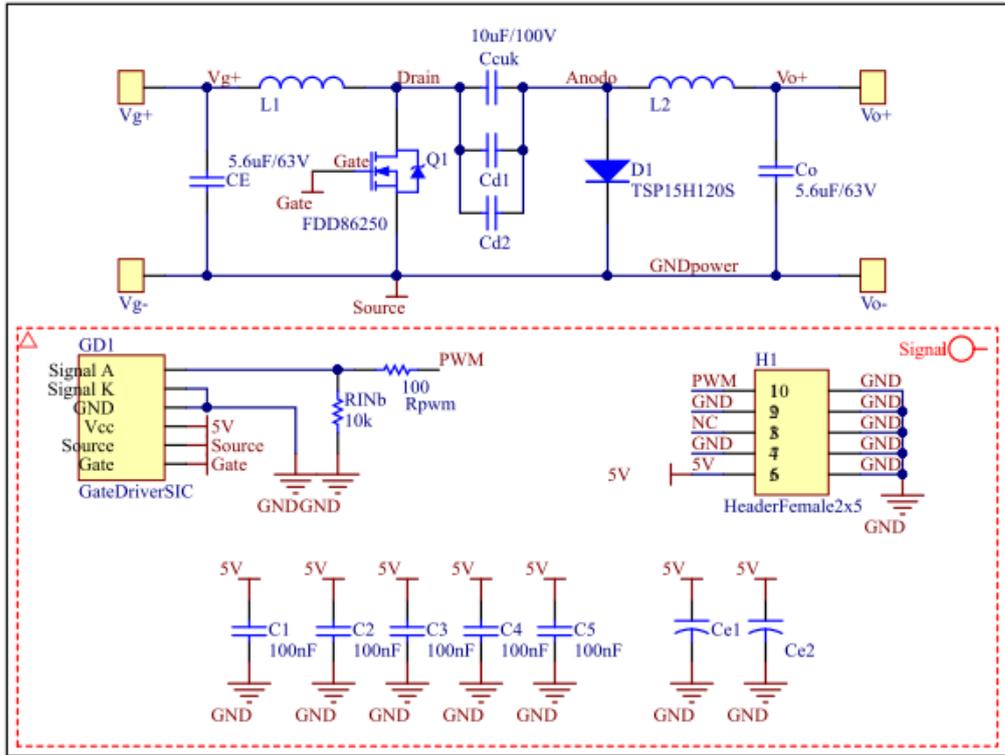


Figura C. 6 – Esquemático do conversor *Cúk* empregado nas validações da seção 2.1.10.

Conversor *Buck*

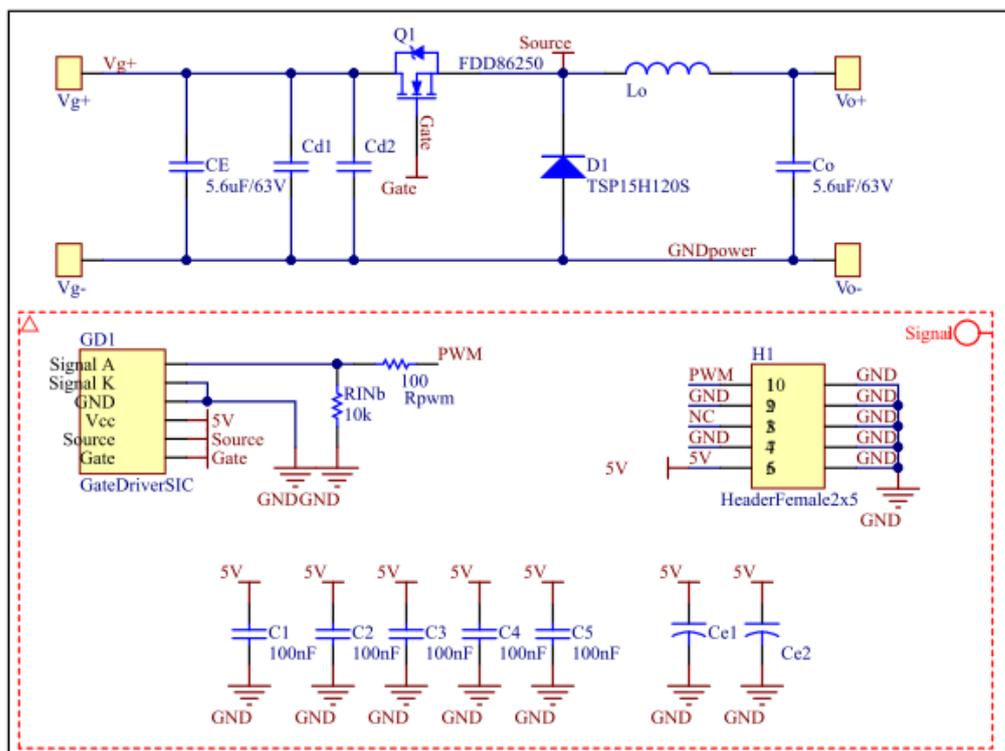


Figura C. 7 – Esquemático do conversor *Buck* empregado nas validações da seção 2.1.10.