



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

ANTÔNIO ALISSON ALENCAR FREITAS

**FAMÍLIA DE CONVERSORES CC/CC DE ALTO GANHO COM CÉLULA DIODO-
CAPACITIVA E CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO APLICADA A UMA
NANORREDE CC RESIDENCIAL**

FORTALEZA

2024

ANTÔNIO ALISSON ALENCAR FREITAS

FAMÍLIA DE CONVERSORES CC/CC DE ALTO GANHO COM CÉLULA DIODO-
CAPACITIVA E CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO APLICADA A UMA
NANORREDE CC RESIDENCIAL

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutorado em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

FORTALEZA

2024

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas

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

- F936f Freitas, Antônio Alisson Alencar.
Família de conversores cc/cc de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão aplicada a uma nanorrede cc residencial / Antônio Alisson Alencar Freitas. – 2024.
130 f. : il. color.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2024.
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.
Coorientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior..
1. Conversores cc/cc. 2. Célula diodo-capacitiva. 3. Célula multiplicadora de tensão. I. Título.
CDD 621.3
-

ANTÔNIO ALISSON ALENCAR FREITAS

FAMÍLIA DE CONVERSORES CC/CC DE ALTO GANHO COM CÉLULA DIODO-
CAPACITIVA E CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO APLICADA A UMA
NANORREDE CC RESIDENCIAL

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutorado em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica

Aprovada em: 23/08/2024.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco
Universidade de Fortaleza (UNIFOR)

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo
Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)

Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus.

Aos meus pais, Hipólito e Erbene.

À minha esposa, Fernanda.

Aos meus filhos, Clara e Álvaro.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

A Deus, que sempre me iluminou quando todas as portas e janelas pareciam fechadas.

À minha mãe e ao meu pai (em memória), por todo o esforço desde sempre para que eu e minha irmã pudéssemos ter uma educação de excelência durante toda a nossa vida e por terem sido pais amorosos, apoiando-me sempre, em todas as dificuldades. Vocês jamais serão esquecidos por mim!

À minha esposa Fernanda Freitas e aos nossos filhos, Clara Freitas e Álvaro Freitas, por terem sido meu chão, meu ar, minha vida, durante momentos tão difíceis. O fato de vocês existirem na minha vida, sem dúvida alguma, foi crucial para que a chama da minha força de vontade continuasse acesa durante meu doutorado. Amo demais vocês e espero um dia conseguir retribuir tudo o que vocês me deram!

À minha irmã e comadre Águida Freitas, por todos esses anos de amizade, exemplo de dedicação aos estudos e pela minha sobrinha/afilhada Amália Freitas.

Aos meus sogros Fernando e Socorro Ribeiro, por terem, em vários momentos, agido como meus pais, aconselhando-me e me aguentando, pelo apoio dado durante todo o meu doutorado e por serem avós tão dedicados e amorosos para meus filhos.

Aos professores Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes e Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior, pelas excelentes orientações e pelos exemplos de profissionalismo e paciência. Durante toda essa jornada, vocês foram um dos meus alicerces para que esse trabalho fosse concluído. Serei grato para sempre e tentarei levar comigo os ensinamentos de vocês durante toda a minha carreira acadêmica.

Ao meu psicólogo André Garcez, pelo profissionalismo e excelência durante o meu período de tratamento. A sua maestria em me ajudar a reconduzir minha mente para um local seguro foi essencial para a finalização deste trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora, Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco, Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel e Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório, pelo tempo, bem como pelas valiosas colaborações e sugestões.

Aos professores que compõem o curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, pelos ensinamentos acadêmicos e de vida que contribuíram na minha formação como engenheiro eletricitista.

A Universidade Federal Rural do Semiárido, pelo apoio que me deu durante todo o meu afastamento para doutorado, e aos meus amigos professores que sempre me incentivaram para a conclusão de minha tese.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará e aos colegas do campus Sobral, pelo apoio estrutural, material e humano durante a execução prática do meu doutorado.

Aos amigos Saylo, Wanrley, Robson, Izabela, Naiala, Max, Mara, Ana Cláudia, Erica e Fernando, pelo apoio que me foi dado durante todo o processo de doutorado.

Aos meus amigos e colegas de profissão Fernando Tofoli e Marcus Vinícius, por terem sido pessoas essenciais para que meu artigo de doutorado fosse aceito. Sempre serei grato pela ajuda durante aquele momento tão delicado!

E aos meus alunos do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semiárido pelos ensinamentos de vida e pelo apoio durante a minha carreira como professor do magistério superior.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma família de conversores aplicados a sistemas em corrente contínua multitenção com predominância de fontes renováveis de energia para prosumidor residencial. As topologias apresentadas no trabalho são conversores CC/CC elevadores, não isolados, do tipo *Boost*, *Cuk* e *Zeta*, com a inserção de indutores acoplados, célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão. A utilização de corrente contínua para alimentar internamente residências (nanorredes) está, cada vez mais, tornando-se uma realidade, principalmente devido ao crescimento de consumidores que também produzem sua própria energia (prosumidores) e às perdas por conversão inerentes a uma grande parte dos produtos eletrônicos quando alimentados em corrente alternada. Devido ao baixo custo de compra e instalação, os painéis fotovoltaicos vêm liderando o setor de fontes renováveis para consumidores residenciais; portanto, o estudo dos conversores CC/CC integrados a esses painéis é de suma importância para o crescimento do setor. Dessa forma, esse trabalho visa ao desenvolvimento de conversores CC/CC que possuam peso e volume reduzidos, que apresentem modularidade, que não utilizem capacitores eletrolíticos, que tenham elevado ganho estático e que possuam uma corrente de saída não pulsada, pois essas características são de grande relevância no que tange aos sistemas em corrente contínua residenciais. As topologias foram analisadas de forma qualitativa, avaliando as etapas de operação, e de forma quantitativa, avaliando os principais equacionamentos em modo de condução contínuo (MCC) e em modo de condução descontínuo (MCD). Para validar as topologias propostas, foi realizada a implementação, em laboratório, da topologia *Boost* alto ganho com indutores acoplados, célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão. O protótipo possui 200 W de potência com tensão de entrada de 26 Vcc, 380 Vcc de saída, frequência de chaveamento de 50 kHz, sem capacitor eletrolítico e com característica de fonte de corrente na entrada e na saída. Os testes realizados em laboratórios mostraram que o interruptor de potência opera sob condição de transição em corrente zero (ZCT) no ligar e que os diodos de saída operam em condição de chaveamento em corrente zero (ZCS) no ligar e em condição de chaveamento em tensão zero (ZVS) ao desligar. Dessa forma, o conversor apresentou um rendimento de 96,2%, medido em 60 W e, em condição de potência nominal, de 94,35%, mostrando que as topologias apresentadas no trabalho são robustas e eficientes para serem utilizadas em sistemas residenciais alimentadas em corrente contínua.

Palavras-chave: conversores cc/cc; célula diodo-capacitiva; célula multiplicadora de tensão.

ABSTRACT

This work presents a family of converters applied to multi-voltage direct current systems with a predominance of renewable energy sources for residential prosumers. The topologies presented in the work are non-isolated DC/DC converters the types of *Boost*, *Cuk*, and *Zeta* with the insertion of coupled inductors, diode-capacitive cell, and voltage multiplier cell. The use of direct current to internally power residences (nanogrids) is increasingly becoming a reality, due to the growth of consumers who also produce their own energy (prosumers) and due to the conversion losses inherent in a large part of electronic products when powered in alternating current. Due to the low cost of purchase and installation, photovoltaic panels have been leading the renewable energy sector applied to residential consumers; therefore, the study of DC/DC converters integrated with these panels is of high importance for the sector's growth. Thus, this work aims to develop DC/DC converters that have reduced weight and volume, that exhibit modularity, that do not use electrolytic capacitors, that have high static gain, and that have a non-pulsating output current, as these characteristics are of great importance regarding residential direct current systems. The topologies were analyzed qualitatively, examining their operation stages and their ideal waveforms, and quantitatively, studying their main equations in continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM). To validate the proposed topologies, the high-gain *Boost* topology with coupled inductors, diode-capacitive cell, and voltage multiplier cell was implemented in the laboratory. The prototype has 200 W of power with an input voltage of 26 Vdc, an output of 380 Vdc, a switching frequency of 50 kHz, no electrolytic capacitor, and a current source characteristic at the input and output. Laboratory tests showed that the power switch operates under zero current transition (ZCT) condition at turn-on, and that the output diodes operate under zero current switching (ZCS) condition at turn-on and under zero voltage switching (ZVS) condition at turn-off. Thus, the converter showed an efficiency of 96.2% measured at 60 W and, under nominal power condition, of 94.35%, showing that the topologies presented in the work are robust and efficient to be used in residential systems powered by direct current.

Keywords: dc/dc converters; diode-capacitive cell; voltage multiplier cell.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Participação de renováveis na Matriz Energética Brasileira.	16
Figura 2 – Repartição da oferta interna de energia em 2022.	17
Figura 3 – Capacidade instalada da geração fotovoltaica no Brasil.	18
Figura 4 – Geração Distribuída Fotovoltaica por classe de consumo.	20
Figura 5 – (a) Exemplo de nanorrede híbrida e (b) Exemplo de nanorrede em CC.	21
Figura 6 – Conversor de alto ganho com indutores acoplados e grampeamento de tensão.	25
Figura 7 – Conversor de alto ganho com indutores acoplados e grampeamento de tensão regenerativo.	26
Figura 8 – Conversor de alto ganho com indutores acoplados e grampeamento de tensão regenerativo.	27
Figura 9 – Conversor de alto ganho com 3 indutores acoplados e CMT.	28
Figura 10 – Células elevadoras de tensão.	30
Figura 11 – Conversor CC/CC quadrático com CMT.	31
Figura 12 – Conversor CC/CC de alto ganho com CE-3T e indutores acoplados.	32
Figura 13 – (a) Esquemático de um sistema CFT e (b) Esquemático de um sistema CFC.	34
Figura 14 – Família de conversores de alto ganho proposta (a) Conversor <i>Boost</i> de alto ganho (b) Conversor <i>Cuk</i> de alto ganho (c) Conversor <i>Zeta</i> de alto ganho. ...	36
Figura 15 – Conversor <i>Cuk</i> de alto ganho com detalhamento das técnicas proposta.	38
Figura 16 – Formas de onda ideais do <i>Cuk</i> MCD com indutor acoplado, CDC e CMT.	40
Figura 17 – Primeira etapa de operação conversor <i>Cuk</i> de alto ganho.	41
Figura 18 – Segunda etapa de operação conversor <i>Cuk</i> de alto ganho.	42
Figura 19 – Terceira etapa de operação conversor <i>Cuk</i> de alto ganho.	43
Figura 20 – Quarta etapa de operação conversor <i>Cuk</i> de alto ganho.	44
Figura 21 – Curva característica de funcionamento do conversor <i>Cuk</i> com indutor acoplado, CDC e CMT.	54
Figura 22 – Conversor <i>Zeta</i> de alto ganho com detalhamento das técnicas proposta.	56
Figura 23 – Formas de onda ideais do <i>Zeta</i> MCC com indutor acoplado, CDC e CMT.	58
Figura 24 – Primeira etapa de operação conversor <i>Zeta</i> de alto ganho.	59
Figura 25 – Segunda etapa de operação conversor <i>Zeta</i> de alto ganho.	60
Figura 26 – Terceira etapa de operação conversor <i>Zeta</i> de alto ganho.	61
Figura 28 – Quarta etapa de operação do conversor <i>Zeta</i> de alto ganho.	66
Figura 29 – Formas de onda ideais do <i>Zeta</i> MCD com indutor acoplado, CDC e CMT.	67

Figura 30 – Etapas de operação do conversor <i>Zeta</i> em MCD.....	71
Figura 31 – Curva característica de funcionamento do conversor <i>Zeta</i> com indutor acoplado, CDC e CMT.....	77
Figura 32 – Figura 32 – Conversor Boost de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT.....	78
Figura 33 – Formas de onda ideais do <i>Boost</i> MCC com indutor acoplado, CDC e CMT ..	79
Figura 34 – Primeira etapa de operação conversor <i>Boost</i> de alto ganho.....	80
Figura 35 – Segunda etapa de operação do conversor <i>Boost</i> de alto ganho.....	81
Figura 36 – Terceira etapa de operação do conversor <i>Boost</i> de alto ganho.....	82
Figura 37 – Ganho estático do conversor <i>Boost</i> de alto ganho em função da variação da relação de transformação.....	87
Figura 38 – Ganho estático do conversor <i>Boost</i> de alto ganho em função da variação do acoplamento magnético.....	87
Figura 39 – Esquemático do conversor utilizado na simulação.	98
Figura 40 – Corrente nos indutores L_1 (verde), L_2 (vermelha) e L_m (azul).	99
Figura 41 – Corrente (azul) e Tensão (vermelha) no interruptor de potência.	100
Figura 42 –Tensão nos capacitores C_1 e C_2 (vermelho), C_3 (azul) e C_4 (marrom).....	101
Figura 43 –Tensão (verde) e corrente (azul) de saída do conversor.	101
Figura 44 – Quarta etapa de operação do conversor <i>Boost</i> de alto ganho.....	102
Figura 45 – Formas de onda ideais do <i>Boost</i> MCD com indutor acoplado, CDC e CMT ..	103
Figura 46 – Etapas de operação do conversor <i>Boost</i> em MCD.107	
Figura 47 – Curva característica de funcionamento do conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado, CDC e CMT.113	
Figura 48 –Esquemático do sistema montado para o experimento.	113
Figura 49 – Protótipo do conversor: (a) Face superior do conversor e (b) Face inferior. ...	115
Figura 50 – Corrente através dos indutores L_m , L_1 e L_2	115
Figura 51 – Tensão e corrente no interruptor de potência.	116
Figura 52 – <i>Zoom</i> da Tensão e da corrente no interruptor de potência no ligar.116	
Figura 53 – (a) Tensão e corrente no interruptor de potência no diodo D_3 , (b) <i>Zoom</i> da tensão e da corrente no diodo D_3 no ligar e (c) <i>Zoom</i> da tensão e da corrente no diodo D_3 no desligar.	117
Figura 54 – (a) Tensão e corrente no interruptor de potência no diodo D_4 , (b) <i>Zoom</i> da tensão e da corrente no diodo D_4 no ligar e (c) <i>Zoom</i> da tensão e da corrente no diodo D_4 no desligar.	118

Figura 55 – Tensão média entre os terminais dos capacitores C_1 , C_3 e C_4	119
Figura 56 – Tensão média de saída, assim como a corrente, através do indutor L_o	120
Figura 57 – Rendimento do conversor <i>Boost</i> de alto ganho.....	120
Figura 58 – Perdas experimentais do conversor <i>Boost</i> de alto ganho	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	– Valores experimentais utilizados no protótipo.....	88
Tabela 2	– Valores teóricos utilizados na simulação.....	98
Tabela 3	– Valores e especificações dos componentes utilizados para a elaboração do protótipo.....	114

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
2	CONVERSORES CC/CC APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS RESIDENCIAIS	23
2.1	Principais características de conversores CC/CC aplicados a nanorredes	23
2.2	Considerações Finais	37
3	ANÁLISE QUALITATIVA MCD DO CONVERSOR <i>CUK</i> DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, CDC E CMT	37
3.1	Conversor <i>Cuk</i> de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT	38
3.2	Análise qualitativa MCD do conversor <i>Cuk</i> de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT	39
3.3	Análise quantitativa MCD do conversor <i>Cuk</i> de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT	45
3.4	Considerações Finais	55
4	CONVERSOR <i>ZETA</i> DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, CDC E CMT	56
4.1	Conversor <i>Zeta</i> de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT	56
4.2	Análise qualitativa MCC do conversor <i>Zeta</i> de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT	57
4.3	Análise quantitativa MCC do conversor <i>Zeta</i> com indutor acoplado, CDC e CMT	62
4.4	Análise qualitativa e quantitativa do conversor <i>Zeta</i> com indutor acoplado, CDC e CMT em MCD	65
4.5	Considerações Finais	77
5	CONVERSOR <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, CDC E CMT	78
5.1	Conversor <i>Boost</i> de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT	78
5.2	Análise qualitativa MCC do conversor <i>Boost</i> de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT	79
5.3	Análise quantitativa MCC do conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado, CDC e CMT	83
5.4	Análise quantitativa dos principais elementos do circuito	88
5.5	Esforços de tensão e de corrente dos semicondutores	94

5.6	Simulação do conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCC	98
5.7	Análise qualitativa e quantitativa do conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD	102
5.8	Resultados experimentais do conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCC	113
5.9	Considerações Finais	122
6	CONCLUSÃO	123
6.1	Produções Científicas	125
	REFERÊNCIAS	126

1 INTRODUÇÃO

No final do século XIX, no estado de Nova Iorque, houve a primeira batalha entre os defensores do uso de corrente alternada (CA) contra os defensores do uso de corrente contínua (CC). Nessa época, o fornecimento de energia elétrica estava em plena ascensão, e os defensores de cada modelo de corrente queriam provar que sua tecnologia era a mais adequada para transmitir e distribuir energia elétrica às residências e indústrias americanas.

Thomas Edison, defensor do uso da corrente CC, havia inventado a lâmpada elétrica e queria que seu invento fosse alimentado por corrente contínua. Para isso, ele instalou a primeira usina de geração de energia elétrica do mundo no centro industrial de Nova Iorque. Essa usina possuía apenas um gerador CC, que gerava 110Vcc contínuos, os quais eram distribuídos para além de algumas quadras da usina (McNichol, 2013).

O baixo alcance de transmissão de energia da usina de Edison forçaria, caso a corrente contínua fosse escolhida como padrão em Nova Iorque, a criação de inúmeras usinas, para poder atender toda a demanda da cidade. A possibilidade de criação de novas usinas levou, então, à ascensão da corrente alternada em detrimento da corrente contínua.

Já a corrente alternada, defendida por Nicholas Tesla, parecia ser uma tecnologia bastante promissora no final do século XIX. George Westinghouse, industrial da época, acreditou na tecnologia e comprou a patente da mais nova invenção de Tesla, o motor de indução. Com isso, Westinghouse, que ganhara a concessão para gerar eletricidade utilizando as Cataratas do Niágara, e que fora auxiliado por Tesla, construiu a primeira usina hidrelétrica em corrente alternada (Jonnes, 2004).

Mesmo depois de várias tentativas nada convencionais de Edison, no que se refere à sua tentativa de provar que a corrente alternada era perigosa, a corrente do tipo CA se sobrepôs à corrente do tipo CC devido à facilidade, no que concerne à transmissão de energia elétrica utilizando transformadores. Com isso, o mundo inteiro adotou a corrente alternada como padrão de geração, transmissão e distribuição de energia, sendo a corrente contínua utilizada apenas em situações específicas.

No entanto, atualmente, no século XXI, as necessidades tecnológicas estão evidenciando os limites da corrente alternada, visto que já não se busca apenas gerar, transmitir e distribuir energia, mas também realizar todas essas ações com a maior eficiência possível, aliando a isso a inserção de fontes renováveis no sistema elétrico.

O avanço tecnológico da eletrônica de potência no mundo fez com que inúmeros equipamentos utilizados no nosso dia a dia, como televisões a led, máquinas de lavar *inverter*,

geladeiras *inverter*, entre outros, passassem a ser desenvolvidos para que o seu funcionamento interno fosse em CC, em vez de CA, tornando-os bem mais eficientes e confiáveis. Essa substituição de tecnologia vem sendo realizada ao longo de anos, sendo que, nesse momento, chegou-se a uma nova fase. Atualmente, utilizar equipamentos em corrente contínua não está sendo suficiente para aumentar a eficiência do sistema elétrico, e essa insuficiência se deve basicamente a dois fatores, a saber: o crescimento dos centros urbanos e a expansão das fontes renováveis de energia.

Como foi mencionado, o primeiro fator é ocasionado pelo elevado crescimento populacional vivido pelas grandes cidades. Antigamente, era bem menos complicado instalar uma usina hidrelétrica, por exemplo, próximo a algum centro urbano, ou mesmo destruir uma pequena localidade em nome do progresso. Hoje, além de haver um número reduzido de locais apropriados para geração de energia, existem também legislações ambientais bastante rigorosas.

A dificuldade encontrada para instalar uma geradora de energia elétrica, seja por falta de espaço ou devido à licença ambiental, vem fazendo com que os investidores levem suas geradoras a locais de difícil acesso, normalmente bem afastados dos principais centros urbanos. Essa distância entre a fonte geradora e a fonte consumidora de energia tem sido um dos gargalos do sistema de transmissão tradicional por corrente alternada.

Dessa forma, o sistema de transmissão CA pode se tornar ineficiente quando é necessária uma linha de transmissão de longa distância. Levando isso em consideração, a utilização de uma linha de transmissão em corrente contínua vem se mostrando uma possibilidade bastante interessante para solucionar esse problema.

Já o segundo fator refere-se ao crescimento da utilização de fontes renováveis de energia no sistema elétrico. Segundo o relatório global para energias renováveis REN21 (2024), os investimentos e a demanda global por energias renováveis foram intensificados em 2023, totalizando um aumento da geração de energia elétrica global de aproximadamente 7%, quando comparada à produção em 2021, que foi de 23%, sendo hoje responsável por suprir cerca de 30,3% da energia gerada no mundo.

Desses 30,3% de geração de energia, 14,3% são referentes à geração hidráulica, 7,8% são referentes à geração eólica, 5,5% referem-se à geração solar e 2,7% referem-se à bioenergia e à energia geotérmica. Em relação à capacidade instalada em 2023, houve significativos aumentos quando comparados ao ano de 2022 (REN21, 2024).

A líder de crescimento em capacidade instalada em 2023 foi a energia solar, com um aumento de 34%; em segundo lugar, está a energia eólica, com um aumento de 13%; enquanto outras fontes de energia, incluindo a hidráulica, sofreram um aumento de 4% no total.

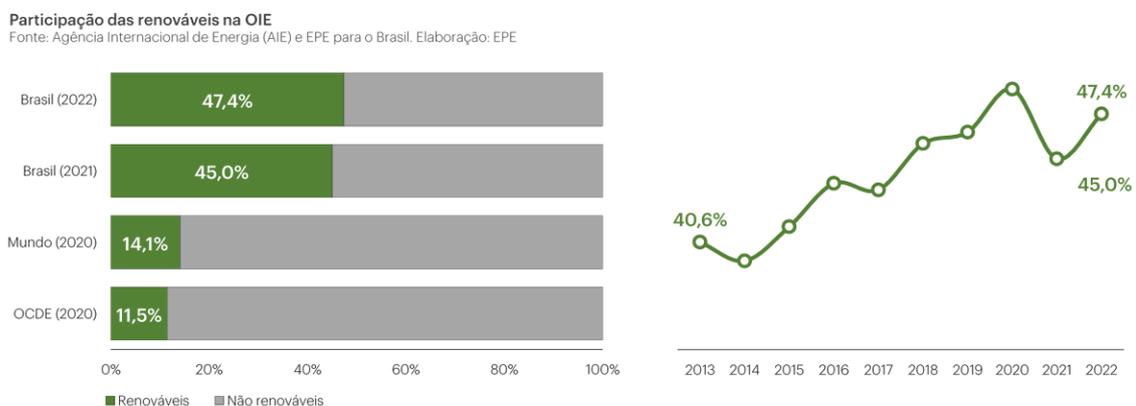
Os países que lideram o *ranking* mundial de capacidade de geração de energias renováveis instaladas continuam sendo China, Estados Unidos, Brasil, Índia e Alemanha, entre os quais, a China mantém a liderança há mais de sete anos. Vale ressaltar que, nesse *ranking*, está incluso o potencial de geração hídrica de cada país (REN21, 2024).

Quanto ao Brasil, continua com a liderança na América Latina, tendo um crescimento de 17 GW em 2023, totalizando, em termos de capacidade instalada, 190 GW acumulada. Além disso, o País ocupa a segunda colocação mundial em investimentos na produção de biocombustíveis, com 21% da produção mundial, e a quarta colocação mundial em capacidade adicionada em sistema de aquecimento solar de água (REN21, 2024).

No que tange aos investimentos em energias renováveis, o Brasil sofreu um decréscimo de investimentos no ano de 2023 (25,4 bilhões de dólares) quando comparado ao ano de 2022 (27,6 bilhões de dólares), com destaque à redução de 39,4% de investimentos em energia eólica, o que equivale a aproximadamente 4,5 bilhões de dólares a menos (REN21, 2024).

Na América, com exceção dos Estados Unidos e do Brasil, houve um decréscimo de investimentos significativo, de aproximadamente 16,3%, o que equivale a 12,9 bilhões de dólares a menos. Isso ocorreu devido a vários fatores, como as elevadas inflações sofridas pela maioria dos países, a interrupção de pacotes de estímulos, a COVID-19, entre outros (REN21, 2024). A Figura 1 mostra a participação de energias renováveis na Matriz Energética Brasileira (EPE, 2023).

Figura 1 - Participação de renováveis na Matriz Energética Brasileira.

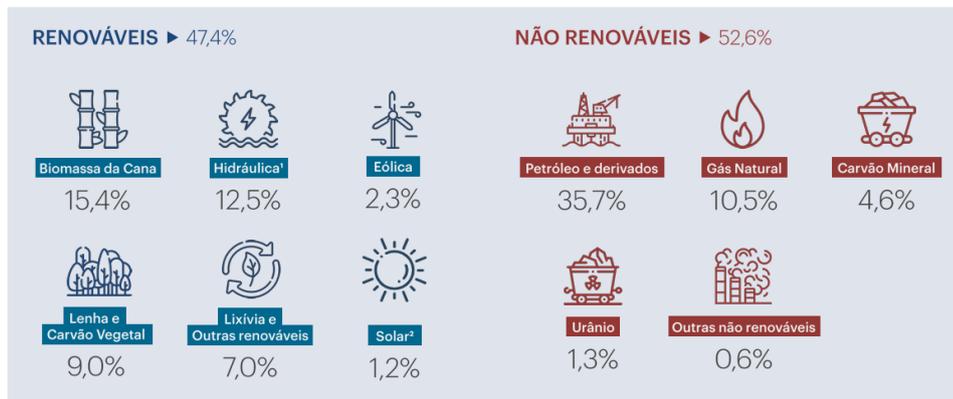


Fonte: EPE (2022, p. 12)

Na Figura 1, podem-se ver as porcentagens que representam a participação das fontes renováveis de energia na Matriz Energética Brasileira durante os últimos nove anos. Apesar das seguidas reduções até 2014, em 2022, o patamar de 47,4% foi alcançado devido ao aumento de oferta de energia hidráulica associado a um regime hídrico favorável.

Já a Figura 2, a seguir, mostra a divisão das ofertas entre energias renováveis e não renováveis no Brasil em 2022.

Figura 2 – Repartição da oferta interna de energia em 2022.

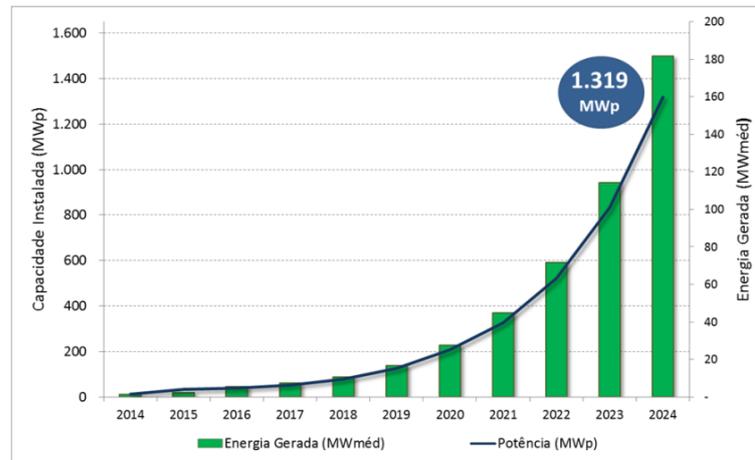


Fonte: EPE (2022, p. 16)

Conforme visto na Figura 2, as fontes renováveis de energia possuem praticamente a mesma oferta se comparadas com as fontes não renováveis de energia. Isso ocorre, pois o Brasil, nos últimos anos, está elaborando regulamentações que ajudam no aumento de fontes renováveis de energia.

Uma das principais fontes em crescimento é a de sistemas fotovoltaicos, principalmente a de sistemas fotovoltaicos residenciais. A Figura 3 apresenta um gráfico da capacidade instalada da geração fotovoltaica no Brasil.

Figura 3 – Capacidade instalada da geração fotovoltaica no Brasil.



Fonte: EPE (2024, p. 383)

Por meio da Figura 3, é possível observar um elevado aumento da capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos. Esse aumento deve-se às mudanças ocorridas nas legislações no Brasil nessa década.

Atualmente, o País tem visto um crescimento significativo do número de prossumidores residenciais. Aliás, faz-se necessário esclarecer que o termo prossumidor, o qual tem origem no termo inglês *prosumer*, é atribuído a clientes residenciais e comerciais que produzem sua própria energia. Esses prossumidores veem, na produção de sua própria energia, uma forma de se tornarem independentes da variação cambial sofrida pela energia elétrica, além de contribuírem com a não poluição do meio ambiente.

O crescimento do número de prossumidores residenciais trata-se de uma resposta dos investidores à criação das normalizações dos sistemas de compensação de energia elétrica. As principais leis e resoluções que regulamentam o Sistema de Compensação de Energia Elétrica no Brasil são:

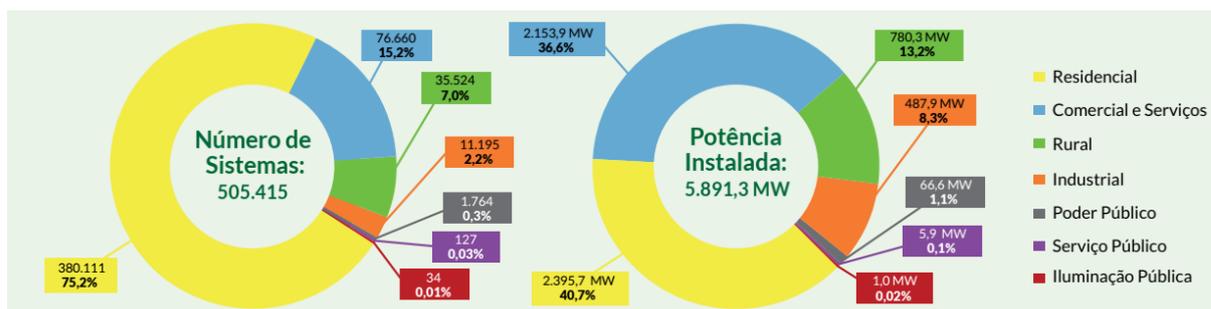
- ✓ Resolução Normativa ANEEL n.º 482/2012: Estabelece as condições gerais para o sistema de compensação de energia elétrica, permitindo que consumidores que gerem sua própria energia a partir de fontes renováveis (como solar, eólica, biomassa etc.) possam se conectar à rede de distribuição e compensar sua produção de energia com o consumo;

- ✓ Resolução Normativa ANEEL n.º 687/2015: Atualiza e expande as regras estabelecidas pela Resolução n.º 482/2012. Introduce novas categorias para microgeração e minigeração, simplifica os procedimentos de conexão e aprimora os mecanismos de compensação para incentivar a adoção da geração distribuída;
- ✓ Lei n.º 13.169/2015: Inclui disposições para isenções e reduções fiscais para equipamentos e componentes utilizados na geração de energia renovável;
- ✓ Resolução Normativa ANEEL n.º 786/2017: Fornece atualizações sobre os procedimentos para a conexão de sistemas de geração distribuída à rede de distribuição e delinea as responsabilidades das empresas distribuidoras em facilitar essas conexões;
- ✓ Lei n.º 14.300/2022: Conhecida como o marco legal da geração distribuída, estabelece as regras para o sistema de compensação e fornece orientações mais detalhadas sobre os direitos e obrigações dos consumidores e das empresas de distribuição. Inclui disposições para a transição gradual dos sistemas de compensação de energia;
- ✓ Resolução Normativa ANEEL n.º 1.059/2023: Aprimora as regras para a conexão e o faturamento de centrais de microgeração e minigeração distribuída em sistemas de distribuição de energia elétrica, bem como as regras do Sistema de Compensação de Energia Elétrica; altera as Resoluções Normativas n.º 920, de 23 de fevereiro de 2021, n.º 956, de 7 de dezembro de 2021, n.º 1.000, de 7 de dezembro de 2021, e dá outras providências.

Todas essas regulamentações têm como objetivo promover a geração distribuída de energia elétrica a partir de fontes renováveis, bem como simplificar os procedimentos de conexão à rede elétrica e incentivar investimentos em tecnologias limpas.

Assim, o crescimento da utilização de fontes renováveis por consumidores residenciais e comerciais cria uma rede de geração de energia elétrica descentralizada CC que se opõe à geração de energia elétrica centralizada tradicional, em corrente alternada. A Figura 4 mostra um gráfico da capacidade instalada da geração fotovoltaica no Brasil.

Figura 4 – Geração Distribuída Fotovoltaica por classe de consumo.



Fonte: ABSOLAR (2021, p. 1)

Na Figura 4, pode-se notar que a classe de consumo residencial tem sido a principal responsável por esse crescimento, indicando que as resoluções normativas criadas no Brasil, durante os últimos 6 anos, para consumidores de baixa tensão, têm chamado a atenção para a importância e os benefícios da utilização de fontes renováveis.

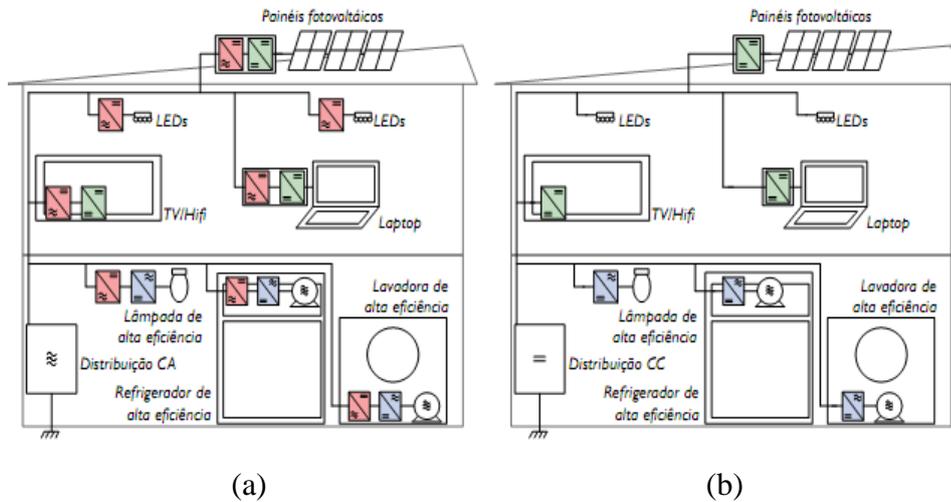
Além disso, o mercado energético de produção em pequena escala, microrrede e nanorrede, será, cada vez mais, explorado como uma das alternativas para elevar a produção de energia elétrica no mundo.

A microrrede pode ser definida como um sistema de energia elétrica que atende apenas uma construção ou um número restrito de construções. Já a nanorrede pode ser definida como um sistema de energia elétrica que supre apenas um local específico, como uma residência ou um ponto comercial (Savage; Nordhaus; Jamieson, 2010).

As nanorredes, atualmente, podem ser classificadas, como: a) híbridas, visto que podem utilizar tanto corrente alternada (CA) quanto corrente contínua (CC) no mesmo sistema, ou b) exclusivas em corrente contínua.

As nanorredes híbridas são as mais comercializadas devido à grande utilização de equipamentos com motores em uma residência tradicional. Entretanto, com o avanço da tecnologia, as nanorredes em corrente contínua estão ganhando cada vez mais espaço. A Figura 5 mostra os possíveis cenários de uma distribuição em nanorrede.

Figura 5 – (a) Exemplo de nanorrede híbrida e (b) Exemplo de nanorrede em CC.



Fonte: Heldwein *et al.* (2010, p. 5)

Quanto ao objetivo deste trabalho, visa-se à proposição de uma família de conversores CC/CC de alto ganho que possuam peso e volume reduzidos, que apresentem modularidade, que não utilizem capacitores eletrolíticos e que possam ser aplicados a nanorredes em corrente contínua.

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- ✓ Propor e avaliar de forma qualitativa e quantitativa em MCD um conversor *Cuk* de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão;
- ✓ Propor e avaliar de forma qualitativa e quantitativa em MCC e MCD um conversor *Zeta* de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão;
- ✓ Propor e avaliar de forma qualitativa e quantitativa em MCC e MCD um conversor *Boost* de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão;
- ✓ Projetar e realizar testes em laboratório o conversor *Boost* de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão para validar a proposta teórica do conversor.

Já no que diz respeito à estruturação desta tese, inicialmente, no Capítulo 2, é apresentado um estudo bibliográfico sobre algumas topologias de conversores CC/CC que

podem ser aplicadas a sistemas fotovoltaicos, além de ser apresentados os conversores propostos neste trabalho.

Em seguida, no Capítulo 3, é apresentada e discutida, de forma qualitativa e quantitativa, a topologia *Cuk* de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão, proposta para esse trabalho em modo de condução descontínuo.

Posteriormente, no capítulo 4, da mesma forma como foi conduzido no capítulo anterior, é apresentada e discutida, de forma qualitativa e quantitativa, a topologia *Zeta* de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão, proposta para esse trabalho em modo de condução contínuo e descontínuo.

Depois, no Capítulo 5, também seguindo o padrão de análise dos outros dois conversores supracitados, é apresentada e discutida, de forma qualitativa e quantitativa, a topologia *Boost* de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão, proposta para esse trabalho em modo de condução contínuo e descontínuo. Além disso, são apresentados a simulação, o projeto e os resultados experimentais do conversor implementado em laboratório.

Já no Capítulo 6, são apresentados, nas considerações finais deste trabalho, a síntese das discussões realizadas, os resultados alcançados, bem como propostas de trabalhos futuros.

Por fim, no capítulo 7, são apresentadas as referências utilizadas nesta tese.

2 CONVERSORES CC/CC APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS RESIDENCIAIS

De acordo com a literatura especializada em eletrônica de potência, o crescimento da geração fotovoltaica em residências tem sido cada vez maior no Brasil e no mundo. Esse crescimento oferece a oportunidade de desenvolvimento de tecnologias que possam atender a demanda crescente.

No que tange à área de eletrônica de potência, o melhoramento de conversores retificadores, inversores e conversores CC/CC, que possam ser aplicados a sistemas fotovoltaicos, é um dos principais temas de estudos da área.

O presente capítulo apresentará um levantamento bibliográfico sobre recentes topologias de conversores CC/CC, não isoladas, de alto ganho, que podem ser aplicadas a sistemas fotovoltaicos residenciais em corrente contínua.

2.1 Principais características de conversores CC/CC aplicados a nanorredes

Partindo de um contexto histórico, pode-se citar várias topologias básicas de conversores elevadores não isolados, como *Boost* clássico, *Boost* modificado, *Boost* de alto ganho, *Boost* em cascata, *Boost* intercalado, *Boost* intercalado de alto ganho, *Buck-Boost* clássico, *Buck-Boost* modificado, *Buck-Boost* de alto ganho, *Cuk*, *Sepic*, *Zeta*, entre outras (Skvarenina, 2002; Martins; Barbi, 2006).

Para topologias de conversores CC/CC aplicados a sistemas fotovoltaicos residenciais em corrente contínua, uma das principais características elétricas que o conversor deve ter é um elevado ganho de tensão (Sutikno *et al.*, 2022). Isso ocorre devido à limitação de tensão de saída nos painéis fotovoltaicos, que fica, normalmente, em torno de 20 a 40 *Volts*.

Em aplicações de nanorredes residenciais em corrente contínua, a tensão no barramento pode estar entre 300 *Vcc* a 400 *Vcc* (Boroyevich *et al.*, 2010; Freitas *et al.*, 2015; Wunder *et al.*, 2015). Portanto, conversores aplicados a nanorredes possuem, normalmente, várias técnicas de elevação do ganho estático.

O conversor *Boost* clássico possui uma limitação prática quando se faz necessário um elevado ganho tensão, pois, nesses casos, o conversor, para atender essa demanda, é obrigado a deixar seu interruptor de potência ligado durante quase todo o período de chaveamento.

Com isso, elevadas ondulações de corrente e sobretensões no interruptor de potência aumentam as perdas por chaveamento, o que prejudica o rendimento do conversor e limita a frequência utilizada no interruptor de potência (Li *et al.*, 2009).

Além disso, o diodo de saída também sofre com elevadas correntes que normalmente criam elevadas perdas no componente durante o seu processo de recuperação reversa. Assim, pode-se perceber que o conversor *Boost* possui seu ganho de tensão ou ganho estático bastante dependente do seu razão cíclica (Garcia; Pomilio; Spiazzi, 2013).

Portanto, as variações da topologia original do conversor *Boost* clássico que não possuam características de elevado ganho estático, como o conversor *Boost* intercalado de duas células, que pode ser visto em Genc e Iskender (2011), ou o conversor *Boost* de três níveis, visto em Huber e Jovanic (2000), e sua variação, visto em Feng, Liu e Lee (2002), não são recomendadas para aplicações que requerem essa característica.

Existem várias técnicas que podem ser empregadas para alcançar um elevado ganho estático. As soluções possíveis incluem células de capacitores chaveados, células multiplicadoras de tensão, indutores chaveados, acoplamento magnético, associação multietapa de conversores, entre outras (Forouzesh *et al.*, 2017; Sutikno *et al.*, 2022).

Com base nas abordagens supracitadas, inúmeras topologias derivadas foram citadas na literatura científica, mas nem todas são viáveis para aplicações práticas. Isso se dá, pois, mesmo a razão de conversão de tensão sendo bastante importante, outros fatores também devem ser levados em conta na concepção de novas topologias, que incluem quantidade de componentes, tensão reduzida nos componentes de potência, reduzida ondulação de corrente de entrada, complexidade, custo de implementação e eficiência (Hasanpour; Siwakoti; Blaabjerg, 2023).

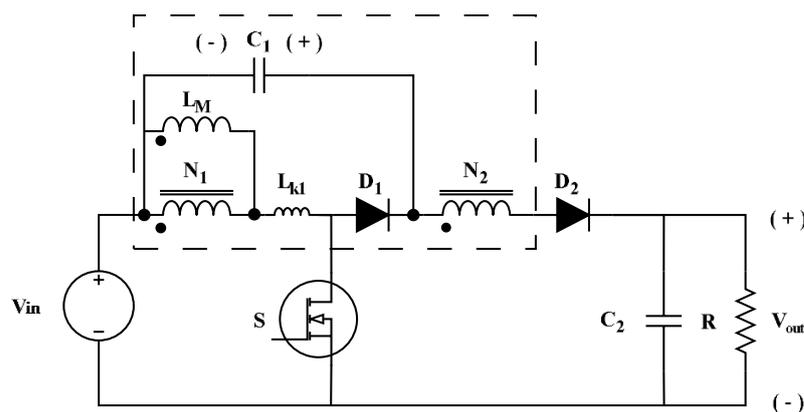
Além disso, os componentes magnéticos podem desempenhar papéis importantes no funcionamento do conversor. Dependendo da aplicação, os componentes magnéticos podem servir para isolamento galvânico, transferência instantânea de potência, armazenamento dinâmico de energia, filtragem de ruído, compatibilidade eletromagnética, entre outras possibilidades (Paul; B.; Kulkarni, 2024).

A solução de indutores acoplados pode ser considerada como uma alternativa técnica simples e eficaz para a obtenção de uma ampla faixa de conversão de tensão. As vantagens proeminentes podem incluir baixa quantidade de componentes e integração de magnéticos, com conseqüente aumento da densidade de energia. Além disso, é possível obter um chaveamento em comutação suave utilizando o efeito da indutância de dispersão presente nos indutores acoplados (Feretti; Tofoli; Ribeiro, 2022; Lish *et al.*, 2020).

No entanto, em algumas topologias, é necessária a utilização de circuitos de grampeamentos com a função de suprimir picos de tensão no interruptor de potência oriundos das indutâncias de dispersão, além de minimizar as ressonâncias entre as indutâncias de dispersão com as capacitâncias intrínsecas presentes nos semicondutores do circuito de potência (Hajilou; Farzanehfard, 2024).

A Figura 6 mostra a topologia do conversor de alto ganho com indutores acoplados. Essa topologia, apesar de ter sido proposta há alguns anos atrás, possui uma importância no desenvolvimento histórico dos conversores com indutores acoplados, pois pode ser considerada umas das primeiras topologias a resolver a perda de energia devido às indutâncias parasitas presentes no acoplamento magnético (Qun Zhao; Fengfeng Tao; Lee, 2001; Zhao, 2003).

Figura 6 – Conversor de alto ganho com indutores acoplados e grampeamento de tensão.

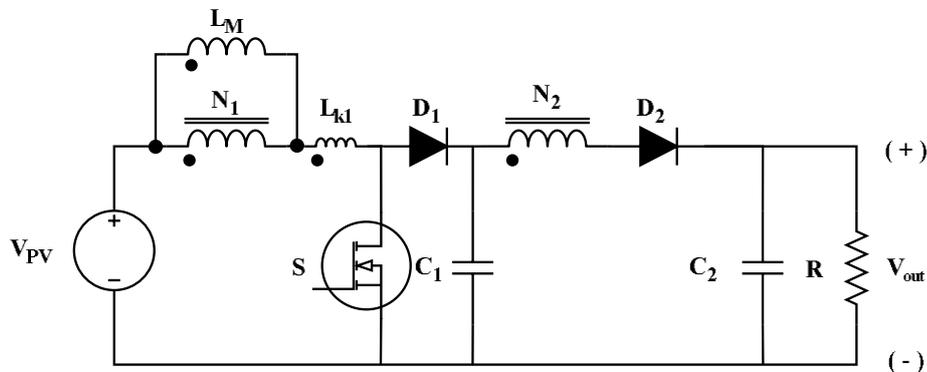


Fonte: Zhao *et al.* (2001, com adaptações).

No conversor de alto ganho mostrado na Figura 6, a indutância de dispersão é usada para reduzir o problema de recuperação reversa do diodo de saída, enquanto a energia armazenada pela indutância de dispersão é absorvida por um circuito de grampeamento simples, que consiste em apenas um diodo e um pequeno capacitor. O alto ganho e a elevada eficiência são alcançados devido ao acoplamento magnético dos indutores e ao *snubber* regenerativo diodo-capacitor.

A Figura 7 apresenta uma topologia com indutores acoplados e com grampeamento de tensão regenerativa. Diferentemente da topologia mostrada anteriormente, o grampeamento, em vez de estar sobre os terminais do indutor, está sobre os terminais do interruptor de potência, contribuindo na redução do stress de tensão (Freitas *et al.*, 2010; Silva *et al.*, 2009).

Figura 7 – Conversor de alto ganho com indutores acoplados e grampeamento de tensão regenerativo.



Fonte: Silva *et al.* (2009, com adaptações).

A energia dissipada pelas indutâncias parasitas do circuito e a sobretensão sobre o interruptor de potência são conduzidas pelo diodo D_1 e absorvidas pelo capacitor C_1 , que agem como um *snubber* regenerativo, entregando toda essa energia armazenada para a saída.

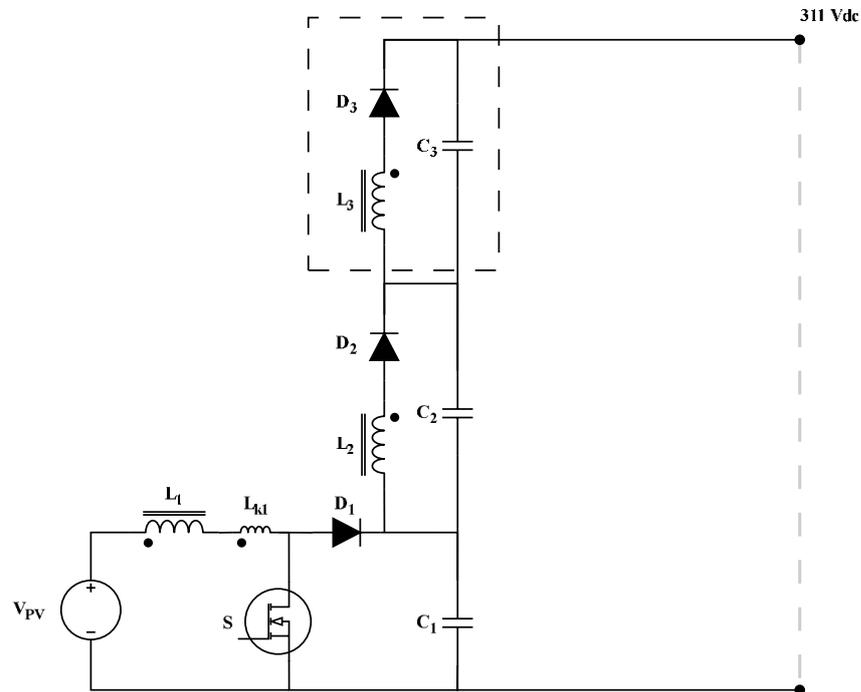
O conversor de alto ganho com indutores acoplados possui basicamente duas etapas de operação. No instante em que S está fechada, o indutor L_M é carregado, e a tensão de saída é mantida pela energia armazenada em C_1 . No instante em que o interruptor abre, toda a energia armazenada em L_M é refletida para o secundário, que, por sua vez, envia essa energia para a saída, carregando o capacitor C_2 e alimentando a carga.

Pode-se concluir que, além da energia refletida no secundário, a fonte de tensão V_{PV} e a energia absorvida pelo *snubber* regenerativo também contribuem, em menor escala, para o carregamento de C_2 e para a alimentação da saída.

Esse conversor possui basicamente duas características desfavoráveis. A primeira é o elevado pico de tensão a que o diodo D_1 é submetido, forçando, em alguns casos, a utilização de diodos de potência mais robustos. A segunda característica desfavorável é a necessidade da utilização de um *snubber* para proteção do interruptor de potência, pois as ondulações sobre ele são bastante elevadas em alguns casos.

A Figura 8 mostra uma variação da topologia do conversor de alto ganho com indutores acoplados e o grampeamento de tensão regenerativo apresentado anteriormente (Freitas *et al.*, 2015). O conversor em questão apresenta 3 indutores acoplados conectados a um barramento de 311 Vcc e possui seu funcionamento em modo de condução descontínuo.

Figura 8 – Conversor de alto ganho com indutores acoplados e grampeamento de tensão regenerativo.



Fonte: Freitas *et al.* (2015, com adaptações).

O conversor mostrado na Figura 8 possui 3 etapas de operação. Na primeira etapa, o indutor L_1 é carregado pela fonte de entrada, e a tensão no barramento CC é mantida pelos capacitores de saída C_1 , C_2 e C_3 . Na segunda etapa, o indutor L_1 descarrega sua energia armazenada de forma igualitária para os indutores L_2 e L_3 , que possuem o mesmo valor de indutância, além de carregar os capacitores de saída.

Já na terceira e última etapa, os indutores estão descarregados de forma total e os capacitores de saída ficam conectados em série mantendo a tensão no barramento CC. O protótipo construído por Freitas *et al* (2015) foi dimensionado para uma potência de 100 W, com tensão de entrada de 17 Vcc e tensão de saída de 311 Vcc, com uma frequência de chaveamento de 50 kHz, alcançando um rendimento máximo de 87,8% e de 87,1% em seu funcionamento nominal.

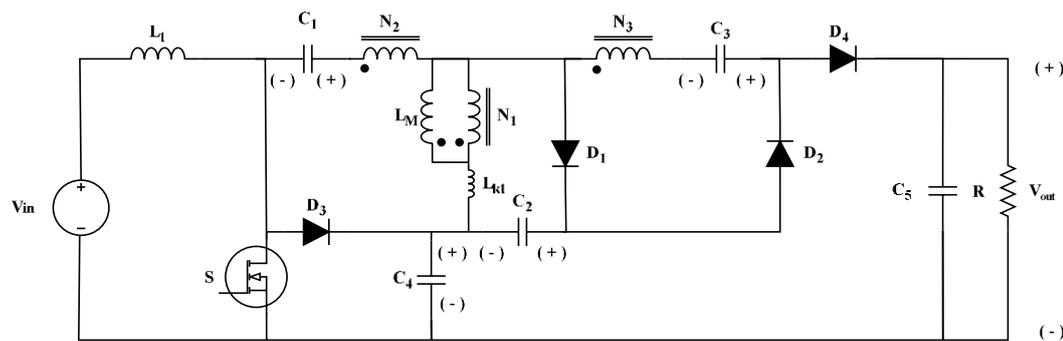
As principais características positivas do conversor são a não utilização de capacitor eletrolítico, permitindo um acréscimo na vida útil do protótipo, assim como a capacidade de ser modular, pois, além de o conversor permitir o acoplamento ao arranjo fotovoltaico, caso haja a necessidade de expansão do sistema, é possível a elevação do ganho estático, mudando-se a relação de espiras ou aumentando a quantidade do conjunto indutor-capacitor na saída.

Por outro lado, a eficiência tende a diminuir em níveis de baixa potência, especialmente porque as perdas por condução nos semicondutores e as perdas no cobre e no núcleo dos indutores aumentam com o quadrado da corrente eficaz, dissipando assim uma quantidade significativa da potência de entrada.

Vários outros autores também propuseram conversores com mais de duas indutâncias acopladas e/ou células capacitivas, que contribuem na elevação do ganho estático da topologia (Asghari; Yegane, 2024; Hajilou; Farzanehfard, 2024; Jouzdani *et al.*, 2024).

A Figura 9 mostra um conversor de alto ganho com três enrolamentos acoplados e uma célula multiplicadora de tensão (CMT), para auxiliar na elevação do ganho estático (Hasanpour; Siwakoti; Blaabjerg, 2023).

Figura 9 – Conversor de alto ganho com 3 indutores acoplados e CMT.



Fonte: Hasanpour *et al.* (2023, com adaptações).

A Figura 9 apresenta um conversor CC/CC não isolado com indutor acoplado, CMT e comutação suave. A topologia estudada utiliza três enrolamentos acoplados para aumentar a relação de conversão de tensão sem necessidade de uma razão cíclica elevada, além de usar a CMT para alcançar um ganho de tensão maior sem exigir uma elevada relação de espiras nos indutores acoplados.

O conversor possui 6 etapas de operação. A primeira é uma etapa de tempo curto. Nela, o interruptor de potência é comutado com corrente zero, e a indutância de magnetização inicia seu carregamento pela fonte de entrada, enquanto a tensão na carga é mantida pelo capacitor de saída C_5 .

Na segunda etapa, a indutância de magnetização continua sendo carregada de forma linear pela tensão de entrada, e o capacitor C_2 juntamente com o terceiro enrolamento N_3 transferem suas energias armazenadas para o capacitor C_3 . A tensão na carga permanece sendo mantida pelo capacitor de saída.

A terceira etapa de operação é também uma etapa de tempo curto. Nessa etapa, o diodo D_2 muda para reversamente polarizado de forma suave devido à indutância de dispersão refletida para o primário do acoplamento magnético. A indutância de magnetização continua sendo carregada, o enrolamento N_1 carrega o capacitor C_1 , e a carga ainda é mantida pelo capacitor de saída.

Na quarta etapa de operação, o interruptor de potência é desligado de forma suave, e o diodo D_3 entra em condução. A tensão máxima sobre os terminais do interruptor de potência é limitada pelo circuito de grampeamento D_3 e C_4 , além disso, a energia armazenada na indutância de magnetização e no indutor de entrada L_1 é transferida para os capacitores C_4 e C_2 . A tensão na carga permanece sendo mantida pelo capacitor de saída.

Na quinta etapa de operação, o diodo D_4 entra em condução, e a energia armazenada na indutância de magnetização, no indutor de entrada, no capacitor C_1 e no capacitor C_3 é transferida para a saída, carregando o capacitor C_5 e mantendo a tensão na carga.

Por fim, na sexta etapa de operação, também de tempo curto, a indutância de magnetização, o indutor de entrada, o capacitor C_1 e o capacitor C_3 permanecem transferindo energia para saída. Essa etapa acaba quando o interruptor de potência entra em condução novamente com ZVS devido à indutância de dispersão da indutância de magnetização.

O protótipo foi projetado para uma potência de 200 W, com tensão de 20 Vcc de entrada e tensão de 250 Vcc de saída, com uma frequência de chaveamento de 60 kHz, alcançando um rendimento máximo de 95,8% e de 94,8% em seu funcionamento nominal.

Entre as características favoráveis do conversor em questão, pode-se citar a ondulação de corrente de entrada do conversor, que é bastante reduzida devido à presença do indutor de entrada, bem como as três indutâncias acopladas, que oferecem uma flexibilidade adicional à topologia, para aumentar o ganho de tensão. Além disso, o estresse de tensão no único interruptor de potência é limitado com a ajuda de um capacitor de *snubber* regenerativo.

As indutâncias parasitas do acoplamento magnético são usadas para criar um circuito ressonante e assim reduzir as perdas de potência. Outrossim, as indutâncias parasitas contribuem para as condições de comutação em corrente zero no interruptor de potência e auxiliam na redução do estresse da recuperação reversa em todos os diodos, levando a uma melhoria na eficiência.

Quanto à característica desfavorável do conversor, pode-se citar o ganho estático não elevado. Apesar do autor considerar que o conversor apresentado pode ser aplicado a fontes renováveis de energia, sua aplicação fica bastante restrita quando se refere aos barramentos CC utilizados atualmente.

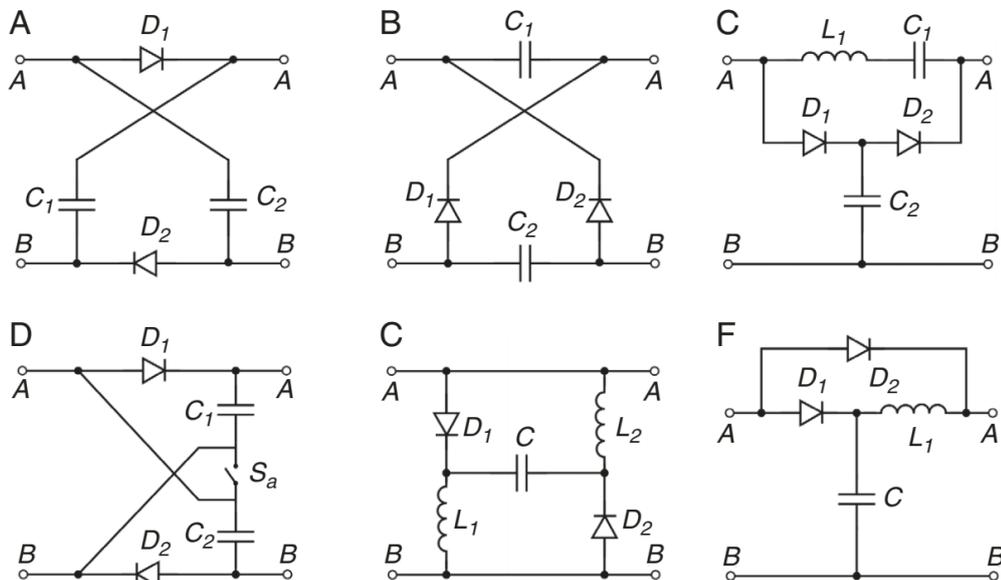
Para poder se equiparar a outros conversores, a topologia deverá ser testada com tensão de saída entre 300V a 400V, e isso, provavelmente, fará com que haja uma queda no valor total do rendimento obtido no conversor. Além disso, devido à presença de 3 indutores acoplados, a topologia em questão possui uma limitação de volume e peso, pois o aumento nas espiras do indutor acoplado acarretará um núcleo magnético volumoso.

Essa característica é indesejável para aplicações em que a faixa de ganho estático tem que ser elevada, pois altas relações de conversão podem exigir magnéticos de grande porte, com impacto direto no custo e na densidade de energia.

Outra forma de se alcançar um elevado ganho estático é a utilização de células elevadoras de tensão ou multiplicadoras de tensão CMT. Na literatura especializada, é possível encontrar inúmeros estudos que aplicam essas células em conversores CC/CC (Feretti; Tofoli; Ribeiro, 2022; Ioinovici, 2013; Sutikno *et al.*, 2022).

A Figura 10, mostra diversas possibilidades de células elevadoras que podem ser inseridas em conversores CC/CC aplicados em nanorredes de corrente contínua.

Figura 10 – Células elevadoras de tensão.



Fonte: Sutikno (2022, p. 2).

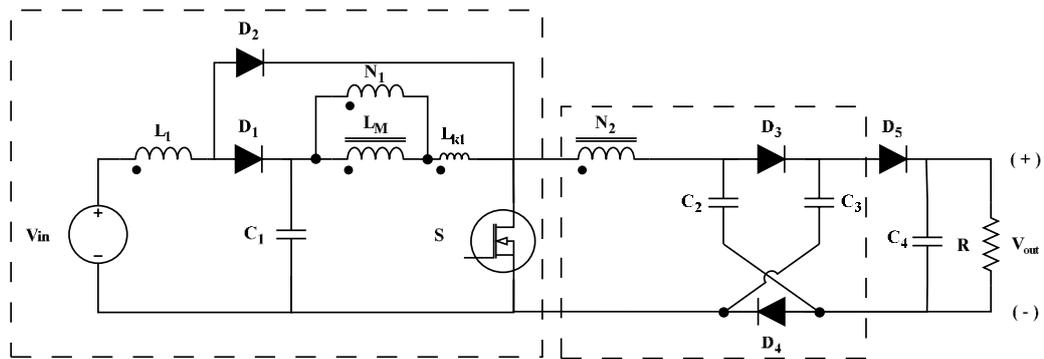
Como visto, a Figura 10 mostra algumas possibilidades de variações CMT que podem ser aplicadas a conversores elevadores. As células são basicamente combinações entre capacitores, indutores e diodos que, quando conectadas em determinadas configurações, criam circuitos multiplicadores com características distintas, que fornecem ao conversor um acréscimo em seu ganho estático.

Além disso, essas células, quando aplicadas em conversores, possuem modularidade e baixo estresse de tensão nos interruptores, características adequadas a conversores que estão sendo desenvolvidos para aplicações em sistemas fotovoltaicas residenciais.

Entretanto, a CMT possui algumas características desfavoráveis, como regulação de tensão deficiente, excesso de componente e, em alguns casos, redução do valor de eficiência do conversor, caso os componentes sejam submetidos a elevados valores de tensão e/ou corrente.

A Figura 11 mostra um exemplo de conversor de alto ganho quadrático, que utiliza a CMT para auxiliar no seu ganho de tensão e grampeamento passivo (Sudarsan Reddy; Golla; Thangavel, 2024).

Figura 11 – Conversor CC/CC quadrático com CMT.



Fonte: Sudarsan Reddy *et al.* (2024, com adaptações).

A Figura 11 apresenta um conversor CC/CC quadrático, com elevado ganho estático e um interruptor, que pode ser aplicado em nanorredes de corrente contínua. O conversor *Boost* quadrático possui 2 indutores acoplados e uma CMT, com o objetivo de se alcançar um elevado ganho tensão com uma razão cíclica reduzido.

O conversor possui 2 etapas de operação. Na primeira, a indutância de magnetização é carregada pela fonte de entrada, enquanto os capacitores C_2 e C_3 e a indutância do secundário transferem energia para a carga. Na segunda etapa de operação, a fonte de entrada e a energia armazenada na indutância de magnetização transferem energia para carga, além de carregar os capacitores C_2 e C_3 .

O protótipo foi projetado para uma potência de 160 W, com tensão de 20 Vcc de entrada e tensão de 400 Vcc de saída, com uma frequência de chaveamento de 50 kHz, alcançando um rendimento máximo de 94,8% e de 92,4% em seu funcionamento nominal.

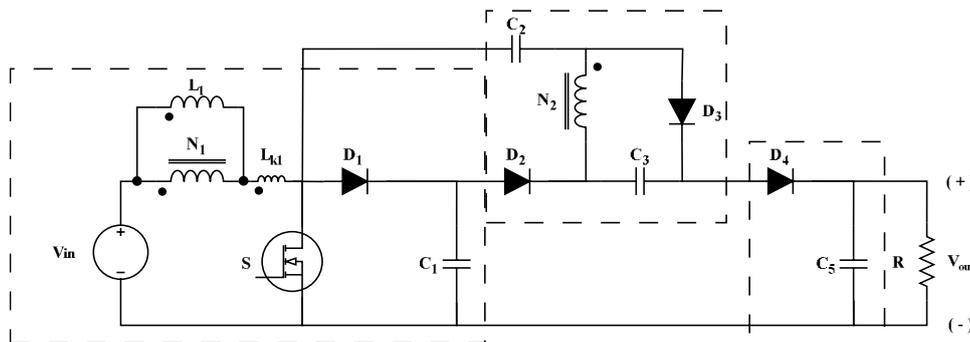
As características favoráveis do conversor em questão são que os capacitores da célula carregam em paralelo e descarregam em série, aumentando assim o ganho do conversor, além disso funcionam como um circuito de grampeamento passivo para minimizar picos de tensão elevados no interruptor de potência. A relação de espiras do indutor acoplado pode ser aumentada para elevar ainda mais o ganho do conversor.

O indutor na entrada minimiza as ondulações de corrente e torna a corrente de entrada contínua. A energia da indutância de dispersão causada pelo acoplamento magnético não unitário nos indutores é absorvida pelo capacitor de saída C_0 , contribuindo com a redução nas perdas de recuperação reversa nos diodos e auxiliando no aumento da eficiência do conversor.

As características desfavoráveis do conversor estudado são elevadas perdas nos diodos, aproximadamente 45% das perdas totais do conversor, em razão de a topologia possuir dois diodos na entrada que conduzem a corrente de carga da indutância de magnetização. Essas perdas acontecem principalmente para razões cíclicas baixas.

A Figura 12 mostra um conversor de alto ganho, com célula de ganho de três terminais (CG-3T), e indutores acoplados (Schmitz; Martins; Coelho, 2023).

Figura 12 – Conversor CC/CC de alto ganho com CE-3T e indutores acoplados.



Fonte: Schmitz *et al.* (2023, com adaptações).

A Figura 12 apresenta um conversor CC/CC baseado em indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão que podem ser aplicadas a topologias clássicas de conversores CC/CC para gerar conversores de alto ganho. Essas células são denominadas de células de ganho de 3 terminais. A modificação consiste em dividir um dos pares capacitor-diodo do multiplicador de tensão *Cockcroft-Walton* e conectar o terminal aberto do capacitor ao nó de comutação do conversor *Boost*, mantendo o diodo em sua posição original.

O conversor possui 3 etapas de operação. Na primeira, a indutância de magnetização e sua indutância de dispersão são carregadas linearmente pela fonte de entrada. Os capacitores C_2 e C_3 são carregados pelo secundário e pelo capacitor C_1 . A tensão na carga é mantida pelo capacitor de saída.

Na segunda etapa de operação, o interruptor de potência é bloqueado. A energia armazenada pela indutância de magnetização é transferida para o capacitor C_1 , e a energia armazenada no indutor acoplado, a energia da fonte de entrada e as energias armazenadas em C_2 e C_3 são transferidas para o capacitor C_5 e para a carga.

Na terceira etapa, o diodo D_1 fica reversamente polarizado, e a energia armazenada no indutor acoplado, a energia da fonte de entrada e as energias armazenadas em C_2 e C_3 permanecem mantendo a tensão na carga.

O protótipo foi projetado para uma potência de 200 W, com tensão de 20 Vcc de entrada e tensão de 400 Vcc de saída, com uma frequência de chaveamento de 100 kHz, alcançando um rendimento máximo de aproximadamente 97,5% e de 96,8% em seu funcionamento nominal.

As características favoráveis do conversor em questão são que as células de ganho modificadas podem proporcionar maiores ganhos estáticos. Além disso, podem reduzir o estresse de tensão nos dispositivos semicondutores em conversores da família *Boost* ou *Buck-Boost* e requerem menores indutâncias de magnetização para garantir sua operação em modo de condução contínua, o que pode reduzir os volumes dos indutores acoplados.

O indutor na entrada minimiza as ondulações de corrente e torna a corrente de entrada contínua. A energia da indutância de dispersão causada pelo acoplamento magnético não unitário nos indutores é absorvida pelo capacitor de saída C_0 , contribuindo com a redução nas perdas de recuperação reversa nos diodos e auxiliando no aumento da eficiência do conversor.

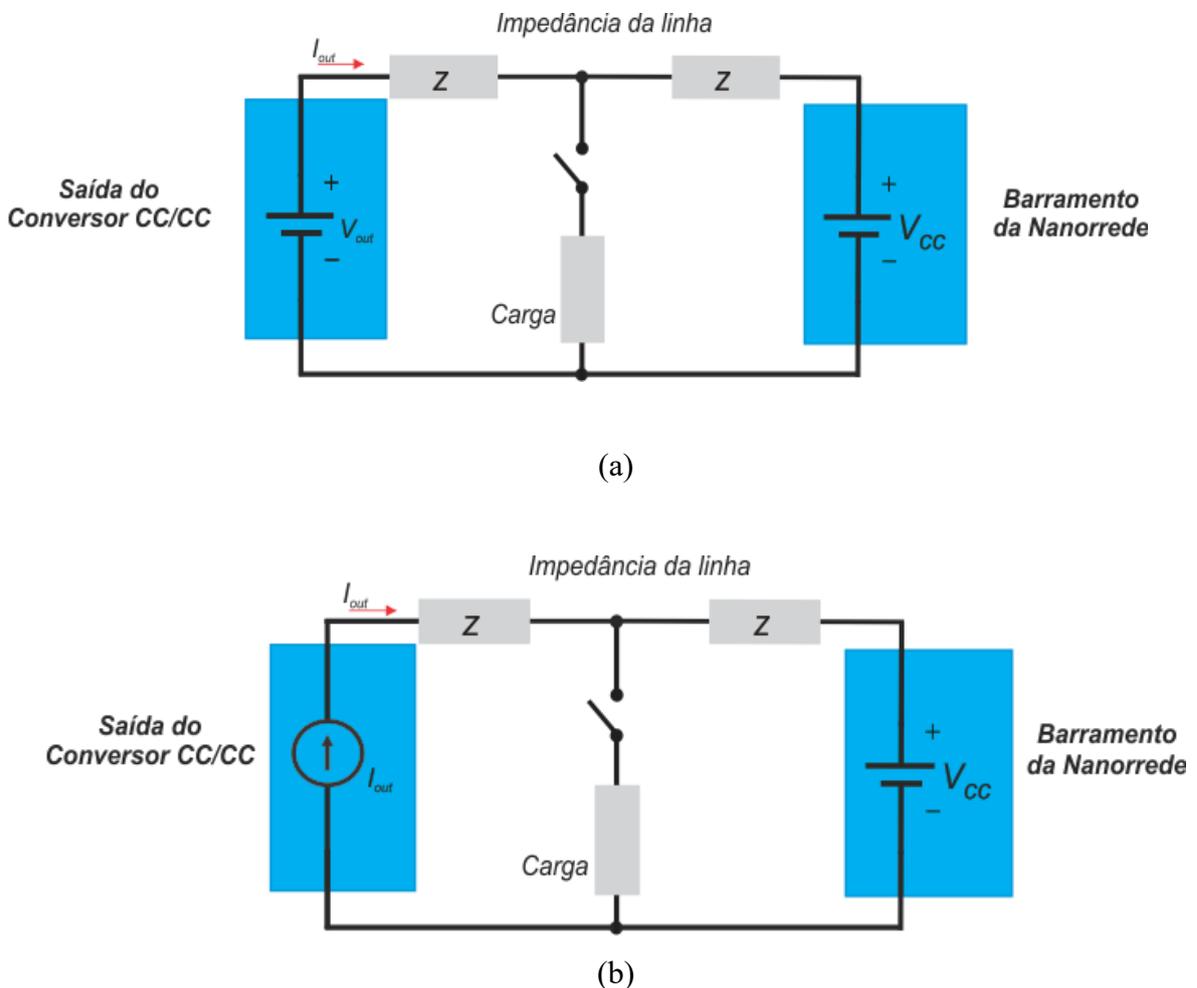
Como característica desfavorável do conversor estudado, aponta-se a presença de uma saída com característica de fonte de tensão (CFT). Essa característica, para aplicações de conversores conectados em microrredes ou nanorredes de corrente contínua, não é vantajosa, pois força o conversor a possuir um controle de tensão na saída, tendo em vista que será ligada a saída do conversor em um barramento CC, que também possui uma característica de fonte de tensão (Chen *et al.*, 2017; Yue *et al.*, 2018).

Em Yue *et al.* (2018), observou-se que os conversores CC/CC propostos na literatura que possuíam CFT na saída eram mais vulneráveis a oscilações quando conectados ao barramento CC em aplicações práticas. Essa oscilação de tensão, também bastante comum

em redes CAs, acontece quando, ao se conectar uma carga a um barramento não ideal, há uma redução instantânea no nível de tensão daquele barramento. Portanto, variações de tensão no barramento CC podem criar picos de correntes no conversor CC/CC.

Ainda em Yue *et al.* (2018), em sistemas com conversores com característica de fonte de corrente na saída (CFC), as variações da tensão não causam surtos de correntes, pois o indutor de saída limita a ondulação dessas correntes. As Figuras 13 (a) e (b) mostram o esquemático dos dois tipos de sistemas.

Figura 13 – (a) Esquemático de um sistema CFT e (b) Esquemático de um sistema CFC.



Fonte: Autor

Assim, os conversores CFT requerem um *loop* de controle para atuar em caso de variação de tensão no barramento CC, pois é necessário garantir a equalização da tensão de saída do conversor com a tensão do barramento.

Além disso, em Yue *et al.* (2018) mostra que, em nanorredes CC, devido ao grande número de conversores de potência com diferentes frequências de comutação, pode haver elevadas oscilações de pulso de frequências em alguns casos.

Portanto, Yue *et al.* (2018) constatou que, quando há dois ou mais conversores em cascata, com diferentes frequências de comutação, os pulsos de frequências são elevados e podem trazer problemas para cargas e para o barramento da nanorredes CC, uma vez que as tensões de saída e as correntes do último conversor podem ter uma magnitude de oscilação acima do valor especificado, conseqüentemente, reduzindo a eficiência e a vida útil da carga conectada ao conversor.

Para resolver esses pulsos de frequências, os autores propuseram três alternativas. A primeira seria o uso de conversores em cascata sempre com a mesma frequência de comutação ou com frequências de comutação distantes umas das outras.

A segunda alternativa seria usar capacitores de saída com resistência série equivalente (RSE) reduzida, já que as resistências presentes intrinsecamente nos capacitores de saída contribuem para a elevação desses pulsos.

Já a terceira alternativa seria usar pequenos indutores de saída para aumentar a impedância dos cabos e, conseqüentemente, agir como um filtro indutivo para cancelar ou, pelo menos, reduzir os pulsos de frequência elevados.

Portanto, a utilização de indutores na saída dos conversores, com a intenção de se ter uma saída com CFC, auxilia na eliminação desses pulsos, pois o indutor limitará as ondulações atuais na corrente injetada pelo conversor no barramento CC. Além disso, como já mencionado no trabalho, as variações rápidas de corrente no barramento CC serão filtradas pelo indutor de saída, impedindo assim que essas correntes fluam através dos capacitores de saída e, conseqüentemente, reduzam sua vida útil.

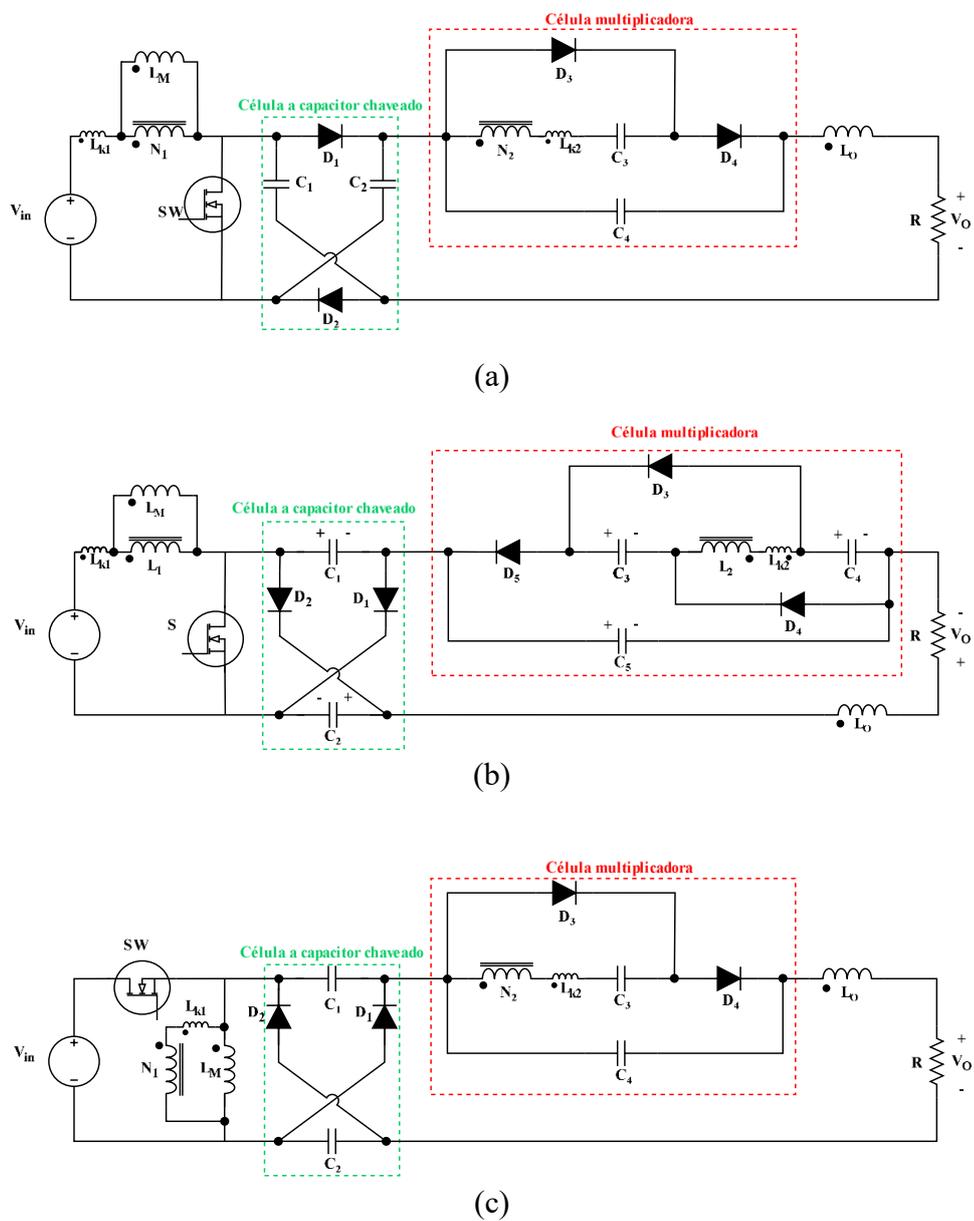
Assim, acredita-se que uma topologia que tenha uma característica de fonte de corrente na saída possui vantagens quando conectada a um barramento CC, pois, além do que já foi discutido anteriormente, a presença de um indutor na saída do conversor facilita a conexão entre o conversor e o barramento CC, uma vez que não será necessária a equalização da tensão de saída do conversor com a tensão do barramento.

Dessa forma, um conversor que possui indutores acoplados, células elevadoras de tensão e característica de fonte e corrente na saída é considerado adequado para ser utilizado em aplicações de sistemas fotovoltaicos conectados a nanorredes CCs residenciais.

Portanto, este trabalho propõe uma família de conversores CC/CC de alto ganho, com célula diodo capacitiva, com o intuito de elevar o ganho estático do conversor e grampear

os esforços de tensão no interruptor de potência, com célula multiplicadora de tensão, com o objetivo de elevar o valor do ganho estático do conversor, com característica de fonte de corrente na saída, para facilitar a conexão entre o conversor e o barramento CC, que possuam peso e volume reduzidos, que apresentem modularidade, que não utilizem capacitores eletrolíticos e que possam ser aplicados a nanoredes em corrente contínua. A Figura 14 (a), (b) e (c) mostra os conversores propostos nesse trabalho.

Figura 14 – Família de conversores de alto ganho proposta (a) Conversor *Boost* de alto ganho (b) Conversor *Cuk* de alto ganho (c) Conversor *Zeta* de alto ganho.



Fonte: Autor

2.2 Considerações Finais

Neste capítulo, foi realizado um estudo bibliográfico de algumas topologias de conversores CC/CC que poderiam ser implementadas na aplicação proposta neste trabalho. Após a realização desse estudo, foi entendido que, para se conseguir um elevado ganho de tensão, seria necessário propor uma topologia que combinasse várias técnicas apresentadas nesse capítulo.

Foi considerado que as topologias que usavam a célula proposta por Ioinovici (2013) apresentaram características bastante próximas às consideradas essenciais nesta pesquisa. Mesmo assim, essas células não forneciam o ganho estático necessário para aplicação neste projeto. Apesar disso, a facilidade de se trabalhar com uma célula multiplicadora de tensão sem a necessidade da inserção de mais magnético no conversor e a possibilidade de utilizar um magnético reduzido na saída para interligação com o barramento fazem dessa célula uma possibilidade interessante para este trabalho.

Dessa forma, buscou-se integrar as técnicas de indutor acoplado, células elevadoras de tensão e células multiplicadoras para conseguir chegar em uma topologia que atendesse as características necessárias para conversores aplicados a nanoredes CC residenciais.

No próximo capítulo, serão realizadas as análises qualitativas e quantitativas dos conversores propostos, bem como será realizada uma análise em MCD do conversor *Cuk* proposto, uma análise em MCC e MCD do conversor *Zeta* proposto e uma análise MCC e MCD do conversor *Boost* proposto.

3 ANÁLISE QUALITATIVA MCD DO CONVERSOR CUK DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, CDC E CMT

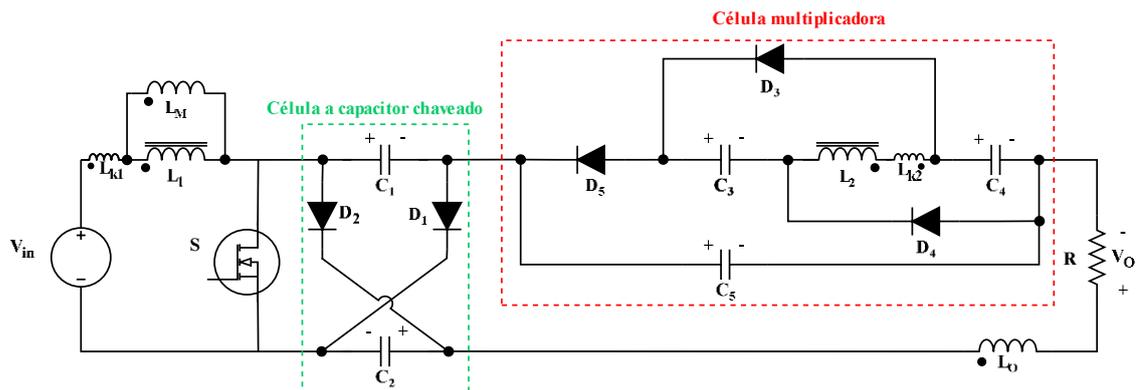
Neste capítulo, será apresentada uma análise em MCD da topologia *Cuk* de alto ganho CC/CC, não isolada, utilizando as combinações de indutores acoplados, células diodo-capacitivas (CDC) e células multiplicadoras de tensão (CMT).

As análises em MCD para todos os conversores apresentados neste trabalho foram baseadas em (Tofoli, 2018), e as análises em MCC podem ser encontradas em (Vasconcelos Júnior, 2017).

3.1 Conversor *Cuk* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT

A Figura 15 apresenta, de forma detalhada, as técnicas utilizadas na topologia *Cuk* com indutor acoplado, CDC e CMT.

Figura 15 – Conversor *Cuk* de alto ganho com detalhamento das técnicas proposta.



Fonte: Autor

A topologia apresentada na Figura 15 é composta por dois indutores acoplados, uma célula multiplicadora de tensão e uma célula a capacitores chaveado. Realizando uma comparação entre o conversor *Boost*, mostrado na Figura 14, e o conversor *Cuk*, apresentado neste capítulo, podemos listar algumas diferenças entre as topologias.

A primeira diferença trata-se da célula a capacitor chaveado. No conversor *Boost* de alto ganho, o posicionamento dos diodos D_1 e D_2 e dos capacitores C_1 e C_2 está trocado quando observamos o conversor *Cuk* apresentado. Isso ocorre, pois, em (IOINOVICH, 2013), são apresentados dois modelos de células elevadoras de tensão, vide Figura 10.

No caso do conversor *Cuk* de alto ganho, foi aproveitado o capacitor *Cuk* da topologia clássica inserindo-o na célula a capacitor chaveado, que, na Figura 15, trata-se dos capacitores C_1 e C_2 .

Outra diferença entre o conversor *Boost* apresentado no capítulo é a célula multiplicadora de tensão. Na topologia apresentada neste tópico, houve um acréscimo de um diodo D_5 e de um capacitor C_5 .

Com essas duas modificações, o conversor apresentado consegue fornecer a saída com um elevado ganho de tensão, já que, além do ganho entre o acoplamento magnético e, consequentemente, o ganho entre a relação de espiras, o conversor também possui uma célula elevadora de tensão a capacitor chaveado e uma célula multiplicadora de tensão.

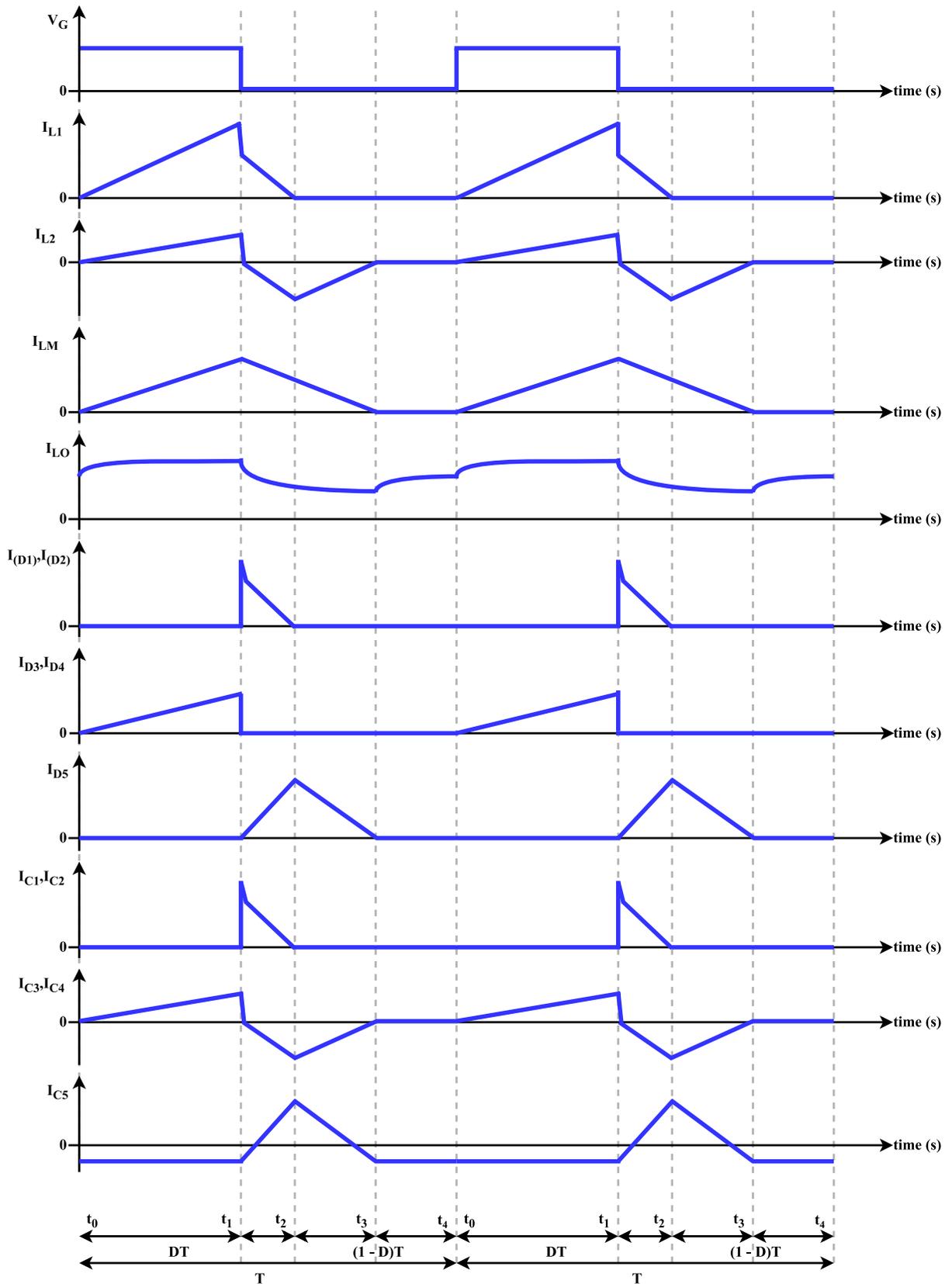
No próximo tópico, será realizada uma análise qualitativa do conversor *Cuk* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT, no modo de condução descontínuo.

3.2 Análise qualitativa MCD do conversor *Cuk* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT

Para a análise do conversor, assumem-se as seguintes condições: a operação ocorre no modo de condução descontínuo (MCD) considerando o comportamento da corrente através da indutância de magnetização L_m em regime permanente; as capacitâncias C_1 , C_2 , C_3 , C_4 e C_5 são grandes o suficiente para que a ondulação de alta frequência possa ser negligenciada; os semicondutores, os capacitores e o indutor do filtro de saída são ideais; o conversor opera com uma frequência de comutação fixa, usando modulação convencional de largura de pulso (PWM).

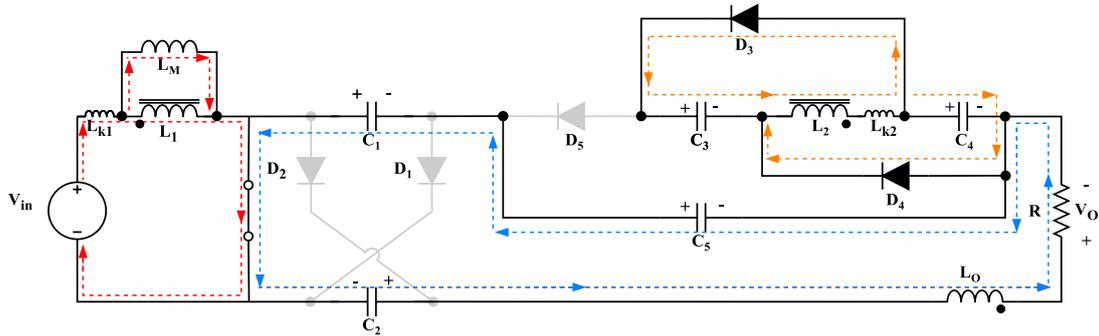
A Figura 16 mostra as formas de ondas ideais para a topologia do *Cuk* com indutor acoplado, CDC e CMT, e a Figura 17 mostra a primeira etapa de operação.

Figura 16 – Formas de onda ideais do *Cuk* MCD com indutor acoplado, CDC e CMT.



Fonte: Autor

Figura 17 – Primeira etapa de operação conversor *Cuk* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_0 - t_1)$, o interruptor de potência está ligado. Nessa etapa, os diodos D_1 , D_2 e D_5 estão reversamente polarizados, e os diodos D_3 e D_4 estão conduzindo e carregando os capacitores C_3 e C_4 , utilizando a energia armazenada no indutor L_2 . Os capacitores C_1 , C_2 e C_5 estão descarregando, provendo energia para a saída. Além disso, as correntes, através do indutor de magnetização L_m e do indutor de saída L_o , aumentam linearmente.

Esta etapa termina quando S é desligado em t_1 . A seguir, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da primeira etapa de operação. A Figura 18 mostra a segunda etapa de operação.

$$V_{L_m} = k(V_{in} - V_{L_{k1}}) \quad (1)$$

$$V_{L_1} = V_{in} \quad (2)$$

$$V_{L_2} = V_{C_3} - V_{L_{k2}} = kaV_{in} \quad (3)$$

$$V_{L_o} = (V_{C_1} + V_{C_2} + V_{C_5}) - V_o \quad (4)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (5)$$

$$V_{C_3} = V_{C_4} \quad (6)$$

$$V_{C_5} = (V_o + V_{L_o}) - (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (7)$$

$$V_s = 0 \quad (8)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = -V_{C_1} \quad (9)$$

$$V_{D_3} = 0 \quad (10)$$

$$V_{D_4} = 0 \quad (11)$$

$$V_{D_5} = V_{C_3} - V_{C_5} \quad (12)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - a \cdot I_{L_2} \quad (13)$$

$$I_{L_1} = I_{in} \quad (14)$$

$$I_{L_2} = I_{C_3} + I_{C_4} \quad (15)$$

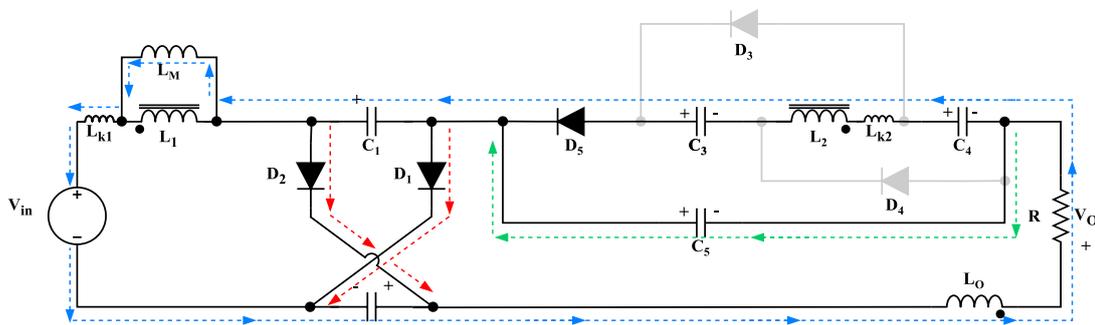
$$I_{L_o} = I_o \quad (16)$$

$$I_s = I_{in} + I_o \quad (17)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (18)$$

$$I_{C_5} = -I_o \quad (19)$$

Figura 18 – Segunda etapa de operação conversor *Cuk* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_1 - t_2)$, o interruptor de potência está desligado. Nessa etapa, os diodos D_1 , D_2 e D_5 estão conduzindo, e os diodos D_3 e D_4 estão reversamente polarizados. Os capacitores C_1 e C_2 estão conectados em paralelo e são carregados pela fonte de entrada e pela energia armazenada em L_m . Já os capacitores C_3 e C_4 estão descarregando suas energias armazenadas, juntamente com o capacitor C_5 , para a saída. Quanto aos indutores L_m e L_o , pode-se afirmar que estão suprindo a energia da carga, enquanto L_2 está armazenando energia.

Dessa forma, a tensão em S durante o desligamento é grampeada por C_1 , com conseqüente redução do estresse de tensão. Essa etapa termina quando os diodos D_1 e D_2 são reversamente polarizados em $t = t_2$. Abaixo, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da segunda etapa de operação. A Figura 19 mostra a terceira etapa de operação.

$$V_{L_m} = k[(V_{in} - V_{L_{k1}}) - V_{C_1}] \quad (20)$$

$$V_{L_1} = V_{in} - V_{C_1} \quad (21)$$

$$V_{L_2} = V_{C_3} + V_{C_4} - V_{L_{k2}} - V_{C_5} \quad (22)$$

$$V_{L_o} = (V_{C_1} + V_{C_5}) - V_o \quad (23)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (24)$$

$$V_{C_3} = V_{C_4} \quad (25)$$

$$V_{C_5} = (V_o + V_{L_o}) - V_{C_2} \quad (26)$$

$$V_s = V_{C_1} \quad (27)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_{D_5} = 0 \quad (28)$$

$$V_{D_3} = V_{L_2} + V_{L_{k_2}} - V_{C_3} \quad (29)$$

$$V_{D_4} = V_{D_3} \quad (30)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - aI_{L_2} \quad (31)$$

$$I_{L_1} = I_{in} \quad (32)$$

$$I_{L_2} = I_{C_3} \quad (33)$$

$$I_{L_o} = I_o \quad (34)$$

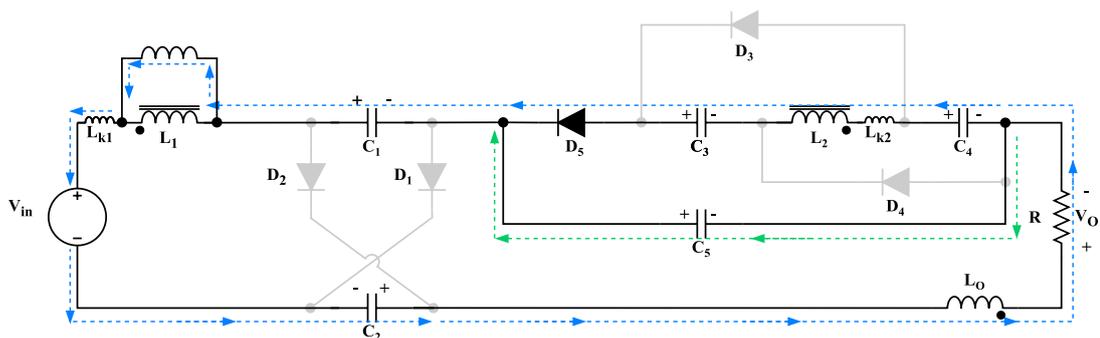
$$I_s = 0 \quad (35)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = I_{D_1} - I_o \quad (36)$$

$$I_{C_4} = I_{C_3} \quad (37)$$

$$I_{C_5} = -I_{L_2} - I_o \quad (38)$$

Figura 19 – Terceira etapa de operação conversor *Cuk* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_2 - t_3)$, o interruptor de potência permanece desligado. Os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 estão reversamente polarizados, enquanto o diodo D_5 está conduzindo. Os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 estão em série descarregando sua energia para a carga, e o capacitor C_5 está sendo carregado. A energia armazenada em L_o e L_m é fornecida à saída durante essa etapa. A seguir, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos

principais elementos do circuito da terceira etapa de operação. A terceira etapa é finalizada quando o diodo D_5 é reversamente polarizado. A Figura 20 mostra a terceira etapa de operação.

$$V_{L_m} = k[(V_{in} - V_{L_{k1}}) - V_{C_1}] \quad (39)$$

$$V_{L_1} = V_{L_m} \quad (40)$$

$$V_{L_2} = V_{C_4} + V_{C_3} - V_{C_5} \quad (41)$$

$$V_{L_o} = (V_{L_m} + 2V_{C_1} + V_{C_5}) - V_o - V_{in} \quad (42)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (43)$$

$$V_s = V_{in} - V_{L_1} \quad (44)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} \quad (45)$$

$$V_{D_4} = V_{D_3} = V_{L_2} - V_{C_4} \quad (46)$$

$$V_{D_5} = 0 \quad (47)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - aI_{L_2} \quad (48)$$

$$I_{L_1} = -I_o \quad (49)$$

$$I_{L_2} = I_{C_3} \quad (50)$$

$$I_{L_o} = I_o \quad (51)$$

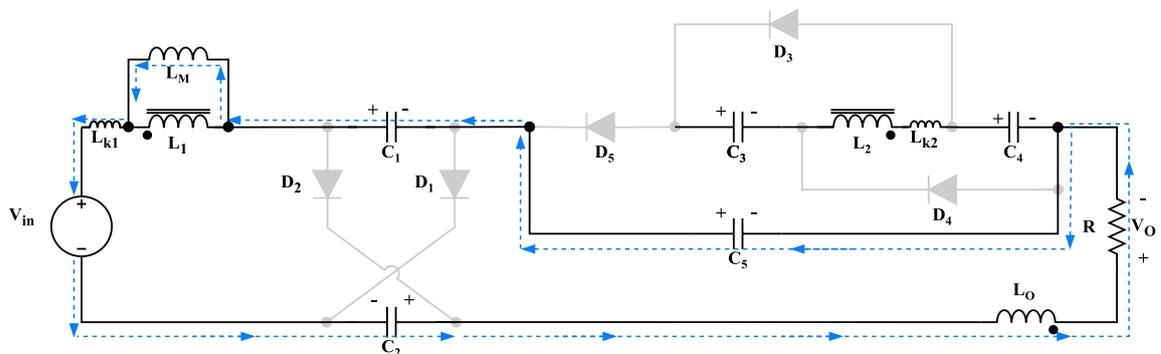
$$I_s = 0 \quad (52)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (53)$$

$$I_{C_4} = I_{C_3} \quad (54)$$

$$I_{C_5} = -I_{L_2} - I_o \quad (55)$$

Figura 20 – Quarta etapa de operação, conversor *Cuk* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_3 - t_4)$, o interruptor de potência permanece desligado. Os diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 e D_5 estão reversamente polarizados. Os capacitores C_1 ,

C_2 e C_5 estão em série, descarregando sua energia para a carga, e os capacitores C_3 e C_4 estão abertos devido aos diodos D_3 e D_4 estarem reversamente polarizados. A energia armazenada nos indutores L_2 e L_m é aproximadamente zero, já o indutor L_o descarrega sua energia para a carga. Abaixo, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da quarta etapa de operação, que é finalizado quando o interruptor de potência volta a conduzir, repetindo todas as etapas.

$$V_{L_m} = 0 \quad (56)$$

$$V_{L_1} = 0 \quad (57)$$

$$V_{L_2} = 0 \quad (58)$$

$$V_{L_o} = (2V_{C_1} + V_{C_5}) - V_o - V_{in} \quad (59)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (60)$$

$$V_s = V_{in} - V_{L_1} \quad (61)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} \quad (62)$$

$$V_{D_4} = V_{D_3} = V_{L_2} - V_{C_4} \quad (63)$$

$$V_{D_5} = V_{C_3} + V_{C_4} - V_{C_5} \quad (64)$$

$$I_{L_m} = 0 \quad (65)$$

$$I_{L_1} = -I_o \quad (66)$$

$$I_{L_2} = I_{C_3} \quad (67)$$

$$I_{L_o} = I_o \quad (68)$$

$$I_s = 0 \quad (69)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (70)$$

$$I_{C_4} = I_{C_3} \quad (71)$$

$$I_{C_5} = -I_o \quad (72)$$

Após as análises qualitativas dos intervalos de operação do conversor *Cuk*, no próximo tópico, serão realizadas as análises quantitativas do conversor estudado.

3.3 Análise quantitativa MCD do conversor *Cuk* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT

Neste t3pico, ser3 abordada a an3lise quantitativa do conversor *Cuk*, com indutor acoplado, com c3lula diodo-capacitiva e c3lula multiplicadora de tens3o. A an3lise quantitativa ser3 realizada determinando os principais equacionamentos de cada etapa de opera3o do conversor j3 mostrada anteriormente.

Inicialmente, 3 necess3rio realizar o equacionamento da rela3o matem3tica entre L_m , L_1 , L_2 , L_{k1} e L_{k2} . Tanto para os modos cont3nuo quanto para os modos descont3nuos de opera3o, a rela3o entre as espiras pode ser definida da seguinte forma:

$$a = \frac{N_2}{N_1} \quad (73)$$

Onde “ a ” 3 a rela3o de transforma3o entre o n3mero de espiras do prim3rio N_1 e o n3mero de espiras do secund3rio N_2 . A indut3ncia m3tua pode ser definida pelas seguintes express3es:

$$M = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)L_m = aL_m \quad (74)$$

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (75)$$

Onde “ M ” 3 a indut3ncia m3tua e “ k ” 3 o coeficiente de acoplamento entre as duas indut3ncias acopladas L_1 e L_2 . As indut3ncias pr3prias podem ser determinadas da seguinte forma:

$$L_1 = L_m + L_{k1} = \left(\frac{M}{a}\right) + L_{k1} \quad (76)$$

$$L_2 = a^2L_m + L_{k2} = aM + L_{k2} \quad (77)$$

Considerando que L_{k1} e L_{k2} s3o as indut3ncias de dispers3o dos indutores L_1 e L_2 respectivamente, pode-se relacionar essas duas indut3ncias de dispers3o da seguinte forma:

$$L_{k2} = a^2L_{k1} \quad (78)$$

Substituindo a equa3o (78) na equa3o (77), tem-se:

$$L_2 = a^2(L_m + L_{k1}) \quad (79)$$

Substituindo as equações (76) e (79) na equação (75) e simplificando-as, tem-se:

$$M = ka(L_m + L_{k1}) \quad (80)$$

O coeficiente de acoplamento “k” pode ser obtido aplicando a equação (80) na equação (75). Após a simplificação, tem-se a equação (81):

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_{k1}} \quad (81)$$

Após a determinação do equacionamento do fator de acoplamento, é necessário que se equacione o ganho estático do conversor em regime permanente. Para isso, será analisado e equacionado o comportamento das tensões instantâneas nos três indutores presentes no circuito. A análise quantitativa realizada para o modo MCC pode ser encontrada em (VASCONCELOS JÚNIOR, 2017).

$$v_{L_m}(t) = \begin{cases} V_{Lm11} = k(V_{in} - V_{L_{k1}}), & 0 < t < DT \\ V_{Lm12} = k[(V_{in} - V_{L_{k1}}) - V_{C_1}], & DT < t < D_1T \\ V_{Lm13} = k[(V_{in} - V_{L_{k1}}) - V_{C_1}], & D_1T < t < D_2T \\ V_{Lm14} = 0, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (82)$$

$$v_{L_2}(t) = \begin{cases} V_{L21} = kaV_{in}, & 0 < t < DT \\ V_{L22} = V_{C_3} + V_{C_4} - V_{L_{k2}} - V_{C_5}, & DT < t < D_1T \\ V_{L23} = V_{C_4} + V_{C_3} - V_{C_5}, & D_1T < t < D_2T \\ V_{L24} = 0, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (83)$$

$$v_{L_o}(t) = \begin{cases} V_{Lo31} = (V_{C_1} + V_{C_2} + V_{C_5}) - V_o, & 0 < t < DT \\ V_{Lo32} = (V_{C_1} + V_{C_5}) - V_o, & DT < t < D_1T \\ V_{Lo33} = (V_{L_m} + 2V_{C_1} + V_{C_5}) - V_o - V_{in}, & D_1T < t < D_2T \\ V_{Lo34} = (2V_{C_1} + V_{C_5}) - V_o - V_{in}, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (84)$$

Onde $v_{L_m}(t)$, $v_{L_2}(t)$ e $v_{L_o}(t)$ são as tensões instantâneas sobre os terminais dos indutores L_m , L_2 e L_o respectivamente para o modo MCD. Os subscritos “1”, “2”, “3” e “4” referem-se aos valores instantâneos de tensão durante o primeiro, o segundo, o terceiro e a quarta etapa de operação do conversor respectivamente, e, por fim, “D” refere-se à faixa de

tempo $(t_0 - t_1)$, sendo que “D₁” refere-se à faixa de tempo $(t_1 - t_2)$ e “D₂” refere-se à faixa de tempo $(t_2 - t_3)$.

Para a realização dos equacionamentos, será considerado que as tensões sobre as indutâncias parasitas são irrelevantes para o resultado. Sabendo que, para indutores ideais, o valor médio de tensão deve ser igual a zero, chega-se ao seguinte equacionamento:

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_1 T} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{D_1 T}^{D_2 T} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{D_2 T}^T v_{L_m}(t) dt = 0 \quad (85)$$

Simplificando as integrais da equação (85) e substituindo a equação (82), tem-se:

$$V_{Lm11}DT + V_{Lm12}(D_1 - D)T + V_{Lm13}(D_2 - D_1)T + V_{Lm14}(1 - D_2)T = 0 \quad (86)$$

$$V_{C2} = V_{C1} = \frac{kD_2V_{in}}{(D_2 - D)} \quad (87)$$

Partindo-se da mesma ideia utilizada na equação (85), considera-se que o valor médio da tensão sobre os terminais do indutor L₂ é igual a zero. Dessa forma, encontra-se a seguinte equação:

$$\int_0^{DT} v_{L_2}(t) dt + \int_{DT}^{D_1 T} v_{L_2}(t) dt + \int_{D_1 T}^{D_2 T} v_{L_2}(t) dt + \int_{D_2 T}^T v_{L_2}(t) dt = 0 \quad (88)$$

Simplificando as integrais da equação (88) e substituindo a equação (83), tem-se:

$$V_{L21}DT + V_{L22}(D_1 - D)T + V_{L23}(D_2 - D_1)T + V_{L24}(1 - D_2)T = 0 \quad (89)$$

$$2V_{C3} - V_{C5} = \frac{-kaV_{in}D}{(D_2 - D)} \quad (90)$$

Pode-se considerar que, no modo MCD, a tensão V_{C3} tem o valor igual ao valor de tensão da indutância do secundário. Dessa forma, tem-se que a equação da tensão no capacitor C₃ é igual a:

$$V_{C3} = V_{L21} = aV_{Lm1} = kaV_{in} \quad (91)$$

Portanto, substituindo a equação (91) na equação (90), tem-se:

$$V_{C5} = \frac{kaV_{in}(2D_2 - D)}{(D_2 - D)} \quad (92)$$

Para o indutor de saída L_o , pode-se realizar a mesma ideia utilizada nos cálculos da tensão média dos indutores L_m e L_2 . Portanto, sabendo que a tensão média no indutor L_o deve ser igual a zero, tem-se o seguinte equacionamento:

$$\int_0^{DT} v_{L_o}(t)dt + \int_{DT}^{D_1T} v_{L_o}(t)dt + \int_{D_1T}^{D_2T} v_{L_o}(t)dt + \int_{D_2T}^T v_{L_o}(t)dt = 0 \quad (93)$$

Simplificando as integrais da equação (93) e substituindo a equação (84), tem-se:

$$V_{in} \left[\frac{D_2(D - D_2 + 2) + (D_2 - 1)(D_2 - D) + ka(2D_2 - D)}{D_2 - D} \right] = V_o \quad (94)$$

Simplificando e reordenando as variáveis da equação (94), obtém-se o equacionamento do ganho estático do conversor *Cuk* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT em MCD.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{D_2(1 + 2ka) + D(1 - ka)}{D_2 - D} \right] \quad (95)$$

A equação (95) apresenta o ganho estático do conversor analisado. É possível notar que o termo “ D_2 ” aparece na equação. Esse termo é referente à faixa de razão cíclica durante o período ($t_2 - t_3$). Para descobrir esse valor, será necessário realizar uma avaliação das correntes no conversor. Para isso, serão feitas algumas considerações.

O coeficiente de acoplamento magnético aparece na equação final do ganho estático, mas, como ele está associado à relação de transformação, sua influência no valor final do ganho é reduzida. Portanto, para efeitos de cálculo, será considerado que o valor de acoplamento magnético entre os indutores acoplados tem um valor unitário. Dessa forma, a equação (95) é reescrita a seguir:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{D_2(1 + 2a) + D(1 - a)}{D_2 - D} \right] \quad (96)$$

Realizadas as considerações, a primeira etapa de operação (0 a DT) em MCD, tem-se a seguinte relação entre as correntes no circuito:

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (97)$$

$$I_{Lmmin} = 0 \quad (98)$$

$$I_{Lmmax} = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (99)$$

$$i_{Lm}(t) = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t \quad (100)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C5} = -I_o \quad (101)$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{L2}}{2} \quad (102)$$

Para a segunda etapa de operação (DT a D₁T) em MCD, será necessária a realização de alguns equacionamentos. Inicialmente, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{Lm}}{L_m} (D_2 - D)T \quad (103)$$

$$I_{Lmmax} = -I_o + \frac{V_{Lm}}{L_m} DT = -I_o + \frac{(V_{C1} - V_{in})}{L_m} (D_2T - DT) \quad (104)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{Lmmax} + I_o}{2} \quad (105)$$

$$i_{C5}(t) = \frac{i_{C5max} - i_{C5min}}{(D_1 - D)T} (t - DT) + i_{C5min} \quad (106)$$

$$i_{C5max} = \frac{i_{Lm}(D_1T)}{a} \quad (107)$$

$$i_{C5min} = -I_o \quad (108)$$

Para a segunda etapa de operação, é necessária a determinação da equação de $i_{Lm}(t)$, mas, antes disso, faz-se necessária uma breve explicação sobre a equação (104).

É possível perceber que, mesmo que as relações de correntes que estão sendo analisadas se encontrem na segunda etapa de operação, DT a D₁T ou t₁ a t₂, na equação (104), o intervalo de tempo que está sendo trabalhado leva em consideração o tempo D₂, que deveria ser considerado apenas na terceira etapa de operação.

Isso ocorre, pois, quando se analisa a Figura 16, percebe-se que a corrente de magnetização pode ser equacionada tanto considerando a sua fase de subida, ou seja, quando o indutor de magnetização está carregando, quanto pode ser analisada na sua fase de descida, ou seja, quando o indutor de magnetização está sendo descarregado.

Para facilitar as simplificações dos equacionamentos, o autor deste trabalho preferiu utilizar, para efeitos de cálculos, a fase de decréscimo da corrente de magnetização. Sabendo disso, é possível ver que, durante o descarregamento do indutor de magnetização, a corrente possui seu valor máximo em DT e seu valor mínimo em D_2T . Essa mesma estratégia será utilizada nas análises MCD dos próximos conversores apresentados.

Portanto, para determinar a equação de $i_{Lm}(t)$, deve-se substituir a equação (82) e (87) na equação (103). Dessa forma, tem-se:

$$i_{Lm}(t) = \frac{DTV_{in}}{L_m(D_2T - DT)}(D_2T - t) - I_o \quad (109)$$

Para determinar a equação de $i_{Lmmax}(t)$, deve-se substituir a equação (82) na equação (104), dessa forma tem-se:

$$i_{Lmmax}(t) = \frac{(V_{C1} - V_{in})}{L_m}(D_2T - t) - I_o \quad (110)$$

Para determinar a equação de $i_{C1}(t)$, deve-se substituir a equação (110) na equação (105). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C1}(t) = -\frac{(V_{in} - V_{C1})(D_2T - DT)}{2L_m(D_1 - D)T}(D_1T - t) - I_o \quad (111)$$

No denominador da equação (111), é possível ver o termo $(D_1 - D)T$, que foi inserido na equação para tornar o equacionamento válido. Observando o gráfico de $i_{C1}(t)$, vê-se que a carga e a descarga acontecem dentro da etapa de operação 2, portanto, o intervalo de tempo usado em seu equacionamento obrigatoriamente deve ser de DT a D_1T .

No entanto, quando se escreve a equação (111) sem o termo $(D_1 - D)T$ no denominador, percebe-se que o equacionamento fica inválido quando $t = DT$. Portanto, foi necessária a utilização desse artifício matemático para tornar o equacionamento válido em todo

o seu intervalo e, conseqüentemente, deixar válida a integral do valor médio de $i_{C1}(t)$, que será determinada adiante neste trabalho.

Para determinar a equação de $i_{C5\max}(t)$, deve-se substituir a equação (109) na equação (107). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C5\max}(t) = \frac{V_{in}DT}{aL_m} \frac{(D_2 - D_1)}{(D_2 - D)} - I_o \quad (112)$$

Para determinar a equação de $i_{C5}(t)$, deve-se substituir a equação (108) e (112) na equação (106). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C5}(t) = \frac{V_{in}DT}{aL_m} \frac{(D_2 - D_1)(t - DT)}{(D_2 - D)(D_1 - D)T} - I_o \quad (113)$$

Para a terceira etapa de operação (D_1T a D_2T) em MCD, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_{C1} = I_{C2} = -I_o \quad (114)$$

$$i_{C5}(t) = \frac{i_{Lm}(t) - (a - 1)I_o}{a} \quad (115)$$

Para determinar a equação de $i_{C5}(t)$, deve-se substituir a equação (109) na equação (115). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C5}(t) = \frac{V_{in}DT}{aL_m(D_2T - DT)} (D_2T - t) - I_o \quad (116)$$

Para a quarta etapa de operação (D_2T a T) em MCD, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C5} = -I_o \quad (117)$$

Para obter o valor de D_2 e, conseqüentemente, chegar à equação final do ganho estático para o modo MCD do conversor estudado, será considerado que o valor da corrente média em um capacitor ideal é igual a zero. Dessa forma, pode-se dizer, então, que:

$$I_{C1_{med}} = I_{C2_{med}} = 0 \quad (118)$$

Portanto, substituindo as equações (101), (111), (114) e (117) na integral do valor médio do capacitor C_1 , tem-se:

$$\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{DT} -I_o dt + \int_{DT}^{D_1T} -\frac{(V_{in} - V_{C1})(D_2T - DT)}{2L_m(D_1 - D)T} (D_1T - t) - I_o dt + \int_{D_1T}^{D_2T} -I_o dt + \int_{D_2T}^T -I_o dt \right\} = 0 \quad (119)$$

Realizando simplificações na equação (119), chega-se à equação que determina o valor de D_1 , como mostrado a seguir:

$$D_1 = D + \frac{4I_oL_m}{DTV_{in}} \quad (120)$$

Com o capacitor C_5 , será conduzido da mesma forma. Considerando que o valor da corrente média no capacitor C_5 é igual zero e substituindo as equações (101), (113), (116) e (117) na integral, tem-se:

$$\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{DT} -I_o dt + \int_{DT}^{D_1T} \left[\frac{V_{in}DT}{aL_m} \frac{(D_2 - D_1)(t - DT)}{(D_2T - DT)(D_1 - D)} - I_o \right] dt + \int_{D_1T}^{D_2T} \left\{ -I_o + \frac{V_{in}DT}{aL_m(D_2T - DT)} (D_2T - t) \right\} dt + \int_{D_2T}^T -I_o dt \right\} = 0 \quad (121)$$

Realizando simplificações na equação (121), chega-se à equação que determina o valor de D_2 , como mostrado a seguir:

$$D_2 = D_1 + \frac{2aL_mI_o}{DV_{in}T} \quad (122)$$

Substituindo a equação (120) na equação (122), tem-se:

$$D_2 = D + \frac{4I_oL_m}{DTV_{in}} + \frac{2aI_oL_m}{DTV_{in}} \rightarrow D_2 - D_1 = \frac{2aI_oL_m}{DTV_{in}} \quad (123)$$

Uma vez encontrada a equação que representa a diferença entre $D_2 - D_1$, basta realizar a substituição na equação do ganho estático que se terá o ganho do conversor estudado

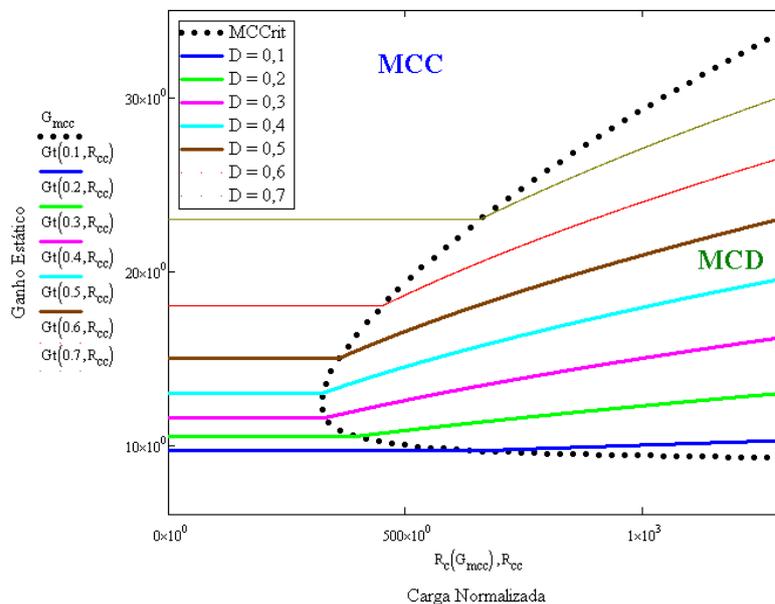
no modo descontínuo. Portanto, substituindo a equação (123) na equação (96) e considerando que o acoplamento magnético é unitário, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\left[D + \frac{I_o L_m}{D T V_{in}} (4 + 2a) \right] (1 + 2a) + D(1 - a)}{\left(D + \frac{I_o L_m}{D T V_{in}} (4 + 2a) - D \right)} \quad (124)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + 2a}{2} \pm \sqrt{\frac{(1 + 2a)^2}{4} + \frac{R_o D^2}{2 L_m f}} \quad (125)$$

A equação (125) apresenta o valor do ganho estático do conversor estudado em modo de condução descontínuo. A Figura 21 mostra a curva característica de funcionamento do conversor, considerando os funcionamentos em MCC e MCD.

Figura 21 – Curva característica de funcionamento do conversor *Cuk* com indutor acoplado, CDC e CMT.



A curva de carga mostrada na Figura 21 apresenta os principais pontos de operação do conversor estudado. Ela garante um melhor entendimento para o projetista a respeito da forma como o conversor poderá se comportar em determinadas situações.

Por exemplo, caso o projetista deseje manter a operação do conversor sempre em MCC, no caso do conversor estudado, basta que ele pré-determine a faixa de ganho na qual

quer trabalhar e projete a resistência normalizada para que sempre fique abaixo do valor mínimo determinado pela curva preta.

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo, foi realizado o estudo aprofundado em MCD da topologia *Cuk* de alto ganho CC/CC, não isolada, utilizando as combinações de indutores acoplados, células diodo-capacitivas (CDC) e células multiplicadoras de tensão (CMT).

Para determinar o equacionamento em MCD, foram necessárias as análises tanto em tensão como em corrente das etapas de operação do conversor, para que suas faixas de tempo fossem determinadas e, conseqüentemente, fosse possível o cálculo das integrais de valores médios.

Após a determinação da função do ganho estático em MCD, foi determinada a curva de carga do conversor em MCC e MCD pela relação de ganho estático *versus* sua carga normalizada, permitindo que seus principais pontos de operação fossem determinados.

No próximo capítulo, serão realizadas as análises em MCC e MCD do conversor *Zeta* proposto no trabalho.

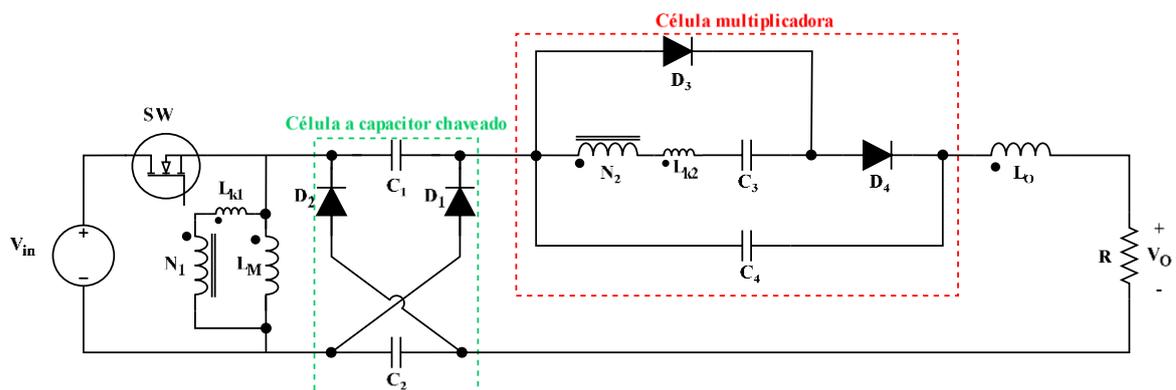
4 CONVERSOR ZETA DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, CDC E CMT

Neste capítulo, será apresentada a topologia *Zeta* de alto ganho CC/CC, não isolada, utilizando as combinações de indutores acoplados, células diodo-capacitivas (CDC) e células multiplicadoras de tensão (CMT). Serão realizadas análises qualitativas e quantitativas do conversor em MCC e MCD.

4.1 Conversor *Zeta* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT

A Figura 22 apresenta, de forma detalhada, as técnicas utilizadas na topologia *Zeta* com indutor acoplado, CDC e CMT.

Figura 22 – Conversor *Zeta* de alto ganho com detalhamento das técnicas propostas.



Fonte: Autor

A topologia apresentada na Figura 22 é composta por dois indutores acoplados, uma célula multiplicadora de tensão e uma célula de capacitores chaveados. Realizando uma comparação entre o conversor *Cuk* analisado no capítulo anterior e o conversor *Zeta* apresentado neste capítulo, podemos listar algumas diferenças entre as topologias.

A primeira diferença trata-se da célula a capacitor chaveado. No conversor *Cuk* de alto ganho, o posicionamento dos diodos D_1 e D_2 estão trocados quando observamos o conversor *Zeta* apresentado. Isso ocorre, pois, devido à polaridade da saída invertida do conversor *Cuk*, os diodos da célula deveriam acompanhar o sentido da corrente. Da mesma forma, os diodos da célula inserida no conversor *Zeta* estão posicionados no sentido da passagem de corrente do circuito.

Outra diferença diz da diminuição de um diodo e de um capacitor na célula multiplicadora de tensão do *Zeta* quando comparado com a célula multiplicadora utilizada no conversor *Cuk*. Por fim, para o conversor *Zeta* de alto ganho, foi aproveitado o capacitor *Zeta* da topologia clássica, inserindo-o na célula a capacitor chaveado, que, na Figura 22, trata-se do capacitor C_1 .

Devido às modificações, o conversor apresentado consegue fornecer à saída um elevado ganho de tensão, já que, além do ganho entre o acoplamento magnético e, conseqüentemente, o ganho entre a relação de espiras, o conversor também possui uma célula elevadora de tensão a capacitor chaveado e uma célula multiplicadora de tensão com redução de um diodo e de um capacitor quando comparado ao conversor *Cuk* apresentado anteriormente.

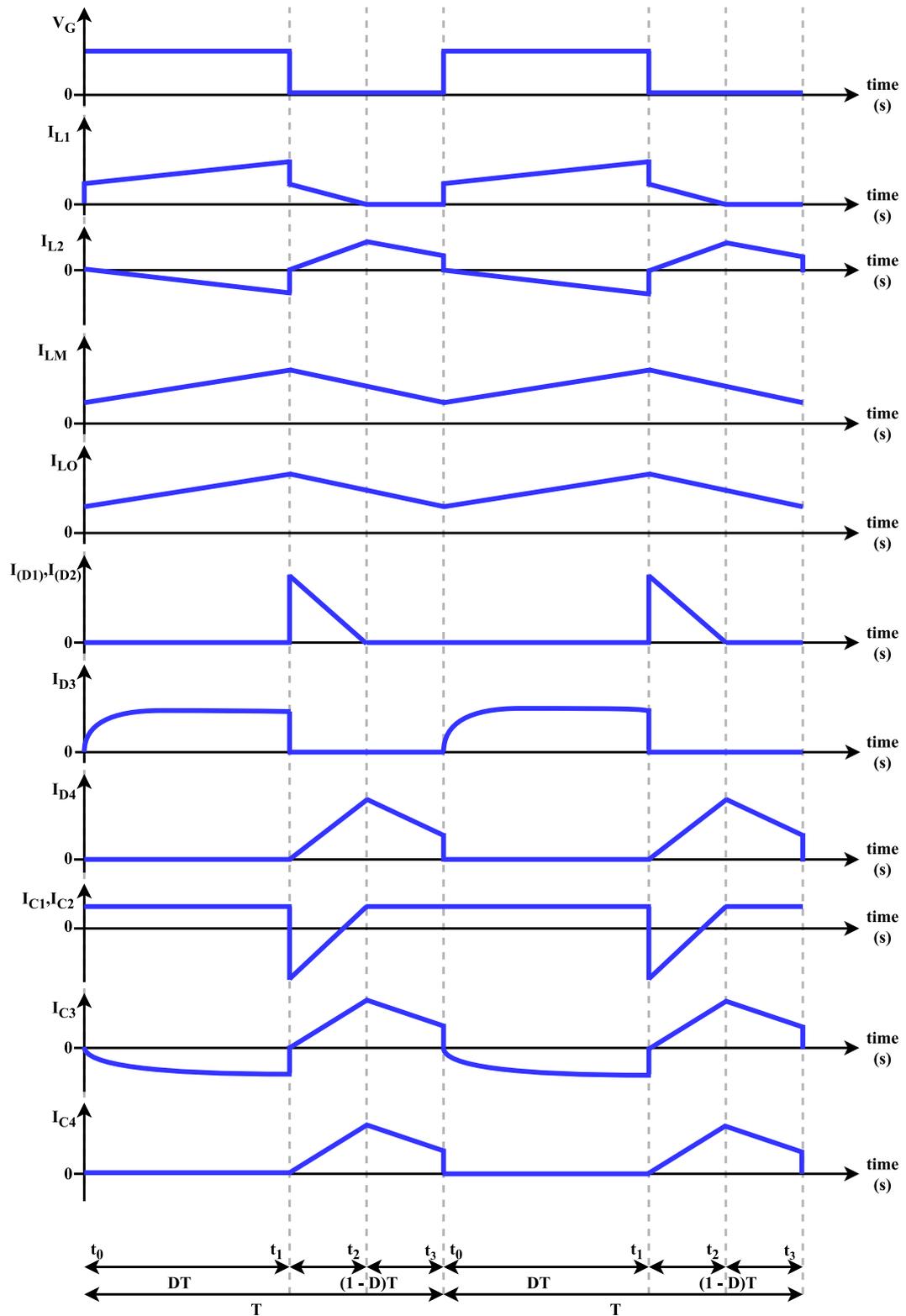
No próximo tópico, será realizada uma análise qualitativa do conversor *Zeta* de alto ganho, com indutor acoplado, CDC e CMT, no modo de condução contínuo.

4.2 Análise qualitativa MCC do conversor *Zeta* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT

Para a análise do conversor, assumem-se as seguintes condições: a operação ocorre no modo de condução contínuo (MCC) considerando o comportamento da corrente através da indutância de magnetização L_m em regime permanente; as capacitâncias C_1 , C_2 , C_3 e C_4 são grandes o suficiente para que a ondulação de alta frequência possa ser negligenciada; os semicondutores, os capacitores e o indutor do filtro de saída são ideais; o conversor opera com uma frequência de comutação fixa usando modulação convencional de largura de pulso (PWM).

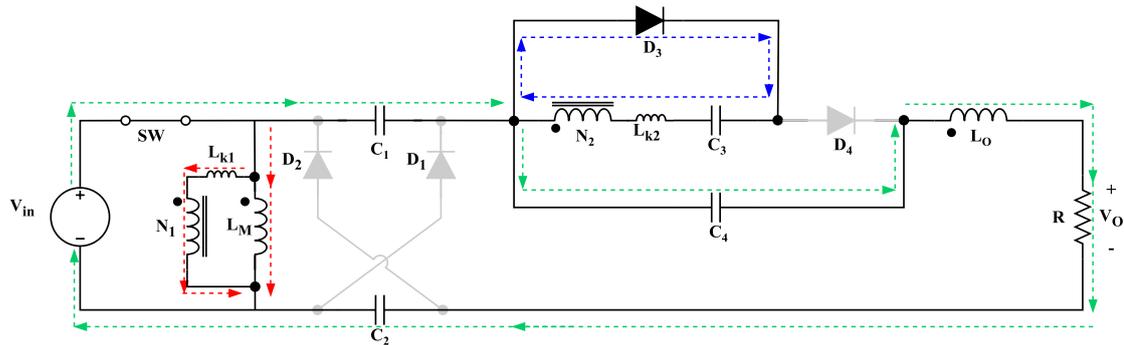
A Figura 23 mostra as formas de ondas ideais para a topologia do *Zeta* com indutor acoplado, CDC e CMT, e a Figura 24 mostra a primeira etapa de operação.

Figura 23 – Formas de onda ideais do Zeta MCC com indutor acoplado, CDC e CMT.



Fonte: Autor

Figura 24 – Primeira etapa de operação conversor *Zeta* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_0 - t_1)$, o interruptor de potência está ligado. Nessa etapa, os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão reversamente polarizados, e o diodo D_3 está conduzindo e carregando o capacitor C_3 , utilizando a energia armazenada no indutor L_2 . Os capacitores C_1 , C_2 e C_4 estão descarregando, provendo energia para a saída. Além disso, as correntes, através do indutor de magnetização L_m e do indutor de saída L_o , aumentam linearmente.

Essa etapa termina quando S é desligado em t_1 . Abaixo, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da primeira etapa de operação. A Figura 25 mostra a segunda etapa de operação.

$$V_{L_m} = V_{in} - V_{L_{k1}} \quad (126)$$

$$V_{L_1} = V_{in} \quad (127)$$

$$V_{L_2} = kaV_{in} \quad (128)$$

$$V_{L_o} = V_{in} - V_o - 2V_{C1} - V_{C4} \quad (129)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (130)$$

$$V_{C_3} = -kaV_{in} \quad (131)$$

$$V_s = 0 \quad (132)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} \quad (133)$$

$$V_{D_3} = 0 \quad (134)$$

$$V_{D_4} = -V_{C_4} \quad (135)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - aI_{L_2} \quad (136)$$

$$I_{L_1} = I_{in} \quad (137)$$

$$I_{L_2} = I_{C_3} \quad (138)$$

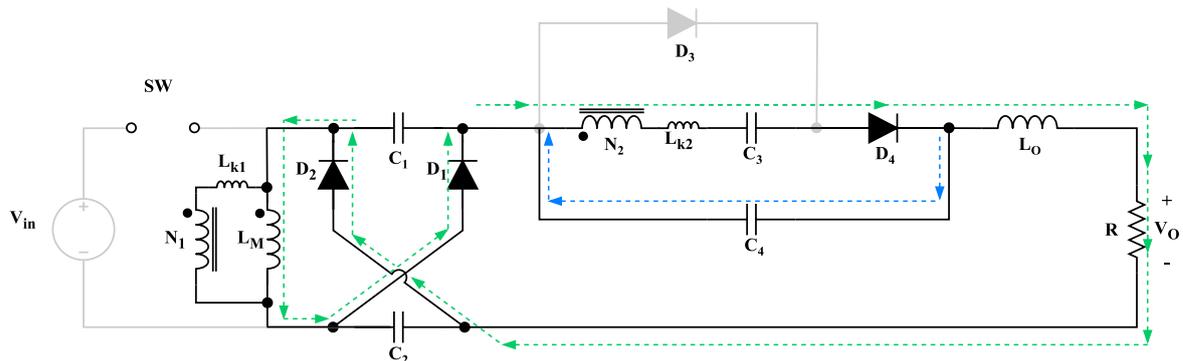
$$I_{L_o} = I_o \quad (139)$$

$$I_s = I_{in} + I_o \quad (140)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (141)$$

$$I_{C_4} = I_o \quad (142)$$

Figura 25 – Segunda etapa de operação conversor *Zeta* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_1 - t_2)$, o interruptor de potência está desligado. Nessa etapa, os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão conduzindo, e o diodo D_3 está reversamente polarizado.

Os capacitores C_1 e C_2 estão conectados em paralelo e são carregados pela energia armazenada em L_m . Já os capacitores C_3 e C_4 estão descarregando suas energias armazenadas para a saída. Quanto aos indutores L_m e L_o , pode-se afirmar que estão suprindo a energia da carga enquanto L_2 está armazenando energia.

A tensão sobre o interruptor de potência é grampeada pela tensão de entrada mais a tensão do capacitor C_1 . Essa etapa termina quando os diodos D_1 e D_2 são reversamente polarizados em $t = t_2$.

A seguir, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da segunda etapa de operação. A Figura 26 mostra a terceira etapa de operação.

$$V_{L_m} = V_{C_1} - V_{L_{k1}} \quad (143)$$

$$V_{L_1} = V_{C_1} \quad (144)$$

$$V_{L_2} = V_{C_4} + kaV_{in} \quad (145)$$

$$V_{L_o} = -V_o - V_{C_2} - V_{C_4} \quad (146)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (147)$$

$$V_{C_3} = -kaV_{in} \quad (148)$$

$$V_s = V_{C_1} + V_{in} \quad (149)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = 0 \quad (150)$$

$$V_{D_3} = -V_{C_4} \quad (151)$$

$$V_{D_4} = 0 \quad (152)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - aI_{L_2} \quad (153)$$

$$I_{L_1} = I_{D_2} - I_{C_1} \quad (154)$$

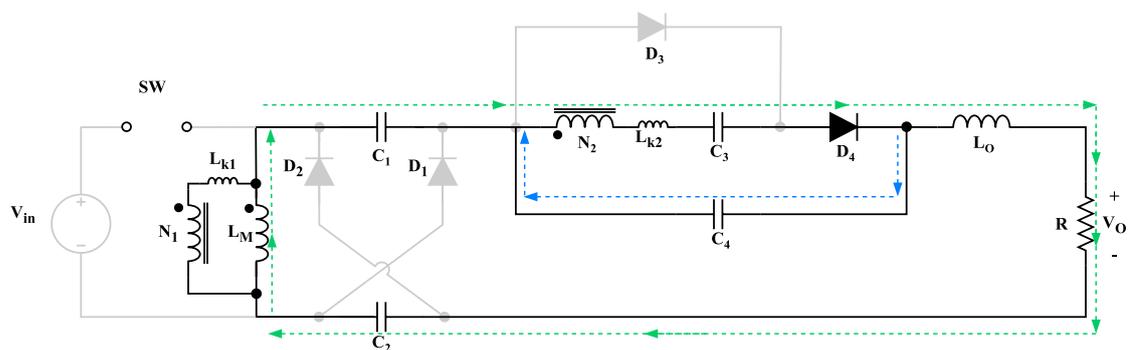
$$I_{L_2} = I_{C_3} \quad (155)$$

$$I_{L_o} = I_o \quad (156)$$

$$I_s = 0 \quad (157)$$

$$I_{C_1} = -I_{C_2} \quad (158)$$

Figura 26 – Terceira etapa de operação do conversor *Zeta* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_2 - t_3)$, o interruptor de potência permanece desligado. Os diodos D_1 , D_2 e D_3 estão reversamente polarizados enquanto o diodo D_4 está conduzindo. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 estão em série, descarregando sua energia para a carga, e o capacitor C_4 está sendo carregado.

A energia armazenada em L_o e L_m é fornecida à saída durante essa etapa. Abaixo, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito

da terceira etapa de operação, que é finalizado quando o interruptor é ligado novamente, e o ciclo se repete.

$$V_{L_m} = V_{C_1} - V_{L_{k1}} \quad (159)$$

$$V_{L_1} = V_{C_1} \quad (160)$$

$$V_{L_2} = V_{C_4} + kaV_{in} \quad (161)$$

$$V_{L_o} = -V_o - V_{C_2} - V_{C_4} \quad (162)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (163)$$

$$V_{C_3} = -kaV_{in} \quad (164)$$

$$V_s = 0 \quad (165)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = 0 \quad (166)$$

$$V_{D_3} = -V_{C_4} \quad (167)$$

$$V_{D_4} = 0 \quad (168)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - aI_{L_2} \quad (169)$$

$$I_{L_1} = -I_o \quad (170)$$

$$I_{L_o} = I_o \quad (171)$$

$$I_s = 0 \quad (172)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (173)$$

$$I_{C_4} = I_{C_3} + I_o \quad (174)$$

Após as análises qualitativas dos intervalos de operação do conversor *Zeta*, no próximo tópico, serão realizadas as análises quantitativas do conversor estudado.

4.3 Análise quantitativa MCC do conversor *Zeta* com indutor acoplado, CDC e CMT

Neste tópico, será abordada a análise quantitativa do conversor *Zeta*, com indutor acoplado, com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão. A análise quantitativa será realizada determinando os principais equacionamentos de cada etapa de operação do conversor, já mostrada anteriormente, em regime permanente.

Para isso, será analisado e equacionado o comportamento das tensões instantâneas nos três indutores presentes no circuito.

É importante dizer que, para efeitos de cálculo, a segunda e a terceira etapas de operação serão condensadas em uma etapa só, pois, como existe apenas a mudança de estado conduzindo para estado bloqueado dos diodos D_1 e D_2 , essa mudança não interfere nos valores de tensão e de corrente dos demais elementos do circuito.

$$v_{Lm}(t) = \begin{cases} V_{Lm1} = V_{in} - V_{Lk1}, & 0 < t < DT_s \\ V_{Lm2} = V_{C1} - V_{Lk1}, & DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (175)$$

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} V_{L21} = kaV_{in}, & 0 < t < DT_s \\ V_{L22} = V_{C4} + kaV_{in}, & DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (176)$$

$$v_{Lo}(t) = \begin{cases} V_{Lo1} = V_{in} - V_o - 2V_{C1} - V_{C4}, & 0 < t < DT_s \\ V_{Lo2} = -V_o - V_{C2} - V_{C4}, & DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (177)$$

Onde $v_{Lm}(t)$, $v_{L2}(t)$ e $v_{Lo}(t)$ são as tensões instantâneas sobre os terminais dos indutores L_m , L_2 e L_o respectivamente. O subscrito “1” refere-se aos valores instantâneos de tensão durante a primeira etapa, já o subscrito “2” faz referência aos valores instantâneos de tensão do segundo e do terceiro etapas de operação do conversor. Quanto ao “T”, diz do período do conversor analisado.

Sabendo que, para indutores ideais, o valor médio de tensão deve ser igual a zero, chega-se ao seguinte equacionamento:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{Lm}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{Lm1}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{Lm2}(t) dt = 0 \quad (178)$$

Simplificando as integrais da equação (178) e substituindo a equação (175), tem-se:

$$V_{Lm1}DT + V_{Lm2}(1 - D)T = 0 \quad (179)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{-D(V_{in} - V_{Lk1})}{(1 - D)} \quad (180)$$

A equação (180) leva em consideração a tensão sobre a indutância de dispersão L_{k1} . Durante a simulação do conversor, foi visto que a tensão V_{Lk1} não interfere de forma relevante

no valor final da tensão dos capacitores V_{C_1} e V_{C_2} . Portanto, para simplificar a equação (180), será desconsiderado o valor de $V_{L_{k1}}$. Dessa forma, tem-se:

$$V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{-DV_{in}}{(1-D)} \quad (181)$$

A equação (181) mostra que os capacitores C_1 e C_2 ficam submetidos à tensão característica do conversor *Buck-Boost* clássico. Esse valor de tensão intermediário contribui na redução da diferença de potencial entre os terminais do indutor de saída L_o . Além disso, os capacitores servem como grampeadores da tensão sobre o interruptor de potência.

Partindo-se da mesma ideia utilizada na equação (181), considera-se que o valor médio da tensão sobre os terminais do indutor L_2 é igual a zero. Dessa forma, encontra-se a seguinte equação:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{L_2}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{L_{21}}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{L_{22}}(t) dt = 0 \quad (182)$$

Simplificando as integrais da equação (182) e substituindo a equação (176), tem-se:

$$V_{L_{21}}DT + V_{L_{22}}(1-D)T = 0 \quad (183)$$

$$V_{c_4} = \frac{-kaV_{in}}{(1-D)} \quad (184)$$

A equação (184) mostra que o capacitor C_4 fica submetido à tensão característica do conversor *Boost* clássico multiplicado pela relação de transformação. Pode-se ver também que o valor de V_{c_4} é dependente do valor do acoplamento magnético “k” entre os indutores L_1 e L_2 .

Nesse ponto, é importante a observação, pois, por mais que os valores de tensão de $V_{L_{k1}}$ e $V_{L_{k2}}$ tenham sido desconsiderados para os cálculos do conversor, o acoplamento magnético continua sendo considerado nos cálculos.

Para o indutor de saída L_o , pode-se realizar a mesma ideia utilizada nos cálculos da tensão média dos indutores L_m e L_2 . Portanto, sabendo que a tensão média no indutor L_o deve ser igual a zero, tem-se o seguinte equacionamento:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{Lo}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{Lo1}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{Lo2}(t) dt = 0 \quad (185)$$

Simplificando as integrais da equação (185) e substituindo a equação (177), tem-se:

$$V_{Lo1}DT + V_{Lo2}(1 - D)T = 0 \quad (186)$$

Substituindo as equações (181) e (184) na equação (186), tem-se:

$$V_o = V_{in}D + \frac{DV_{in}}{(1 - D)}(D + 1) + \frac{knV_{in}}{(1 - D)} \quad (187)$$

Simplificando e reordenando as variáveis da equação (187), obtém-se o equacionamento do ganho estático do conversor *Zeta* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2D + ak}{1 - D} \quad (188)$$

A equação (188) apresenta o ganho estático do conversor analisado. Pode-se observar que a relação de transformação dos indutores acoplados contribui com a elevação do valor do ganho estático.

Além disso, o coeficiente de acoplamento magnético aparece também na equação final do ganho estático, mas, como ele está associado à relação de transformação, sua influência no valor final do ganho é reduzida.

No próximo tópico, será apresentada a análise qualitativa e quantitativa do conversor *Zeta* com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD.

4.4 Análise qualitativa e quantitativa do conversor *Zeta* com indutor acoplado, CDC e CMT em MCD

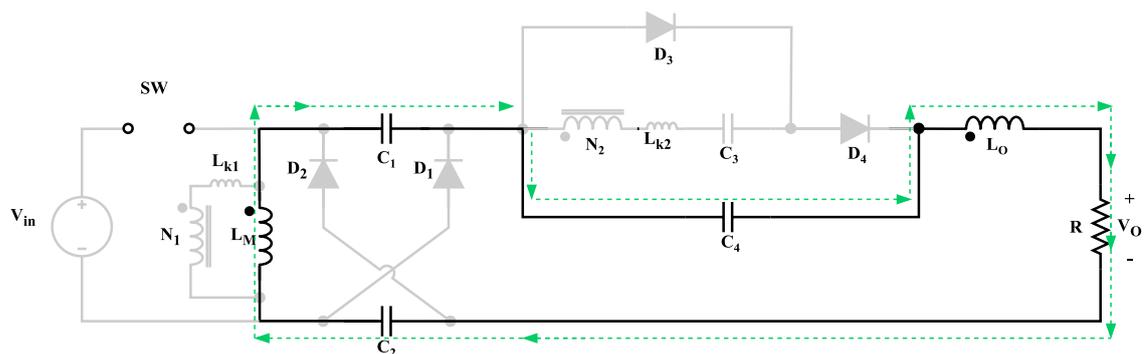
Para a análise do conversor, assume-se as seguintes condições: a operação ocorre no modo de condução descontínuo (MCD), considerando o comportamento da corrente através

da indutância de magnetização, L_m , em regime permanente; as capacitâncias C_1 , C_2 , C_3 , C_4 são grandes o suficiente para que a ondulação de alta frequência possa ser negligenciada; os semicondutores, os capacitores e o indutor do filtro de saída são ideais; o conversor opera com uma frequência de comutação fixa, usando modulação convencional de largura de pulso (PWM).

Quando submetido ao MCD, o conversor proposto apresentou uma nova etapa de operação. Dessa forma, o conversor obteve quatro etapas de operação para o seu funcionamento total, das quais as três primeiras foram exatamente iguais às etapas de operação quando a topologia foi analisada em MCC.

Portanto, neste tópico, será analisada somente a nova etapa de operação encontrada e seus respectivos desdobramentos para o funcionamento do conversor. A Figura 28 mostra a nova etapa de operação.

Figura 28 – Quarta etapa de operação do conversor *Zeta* de alto ganho.

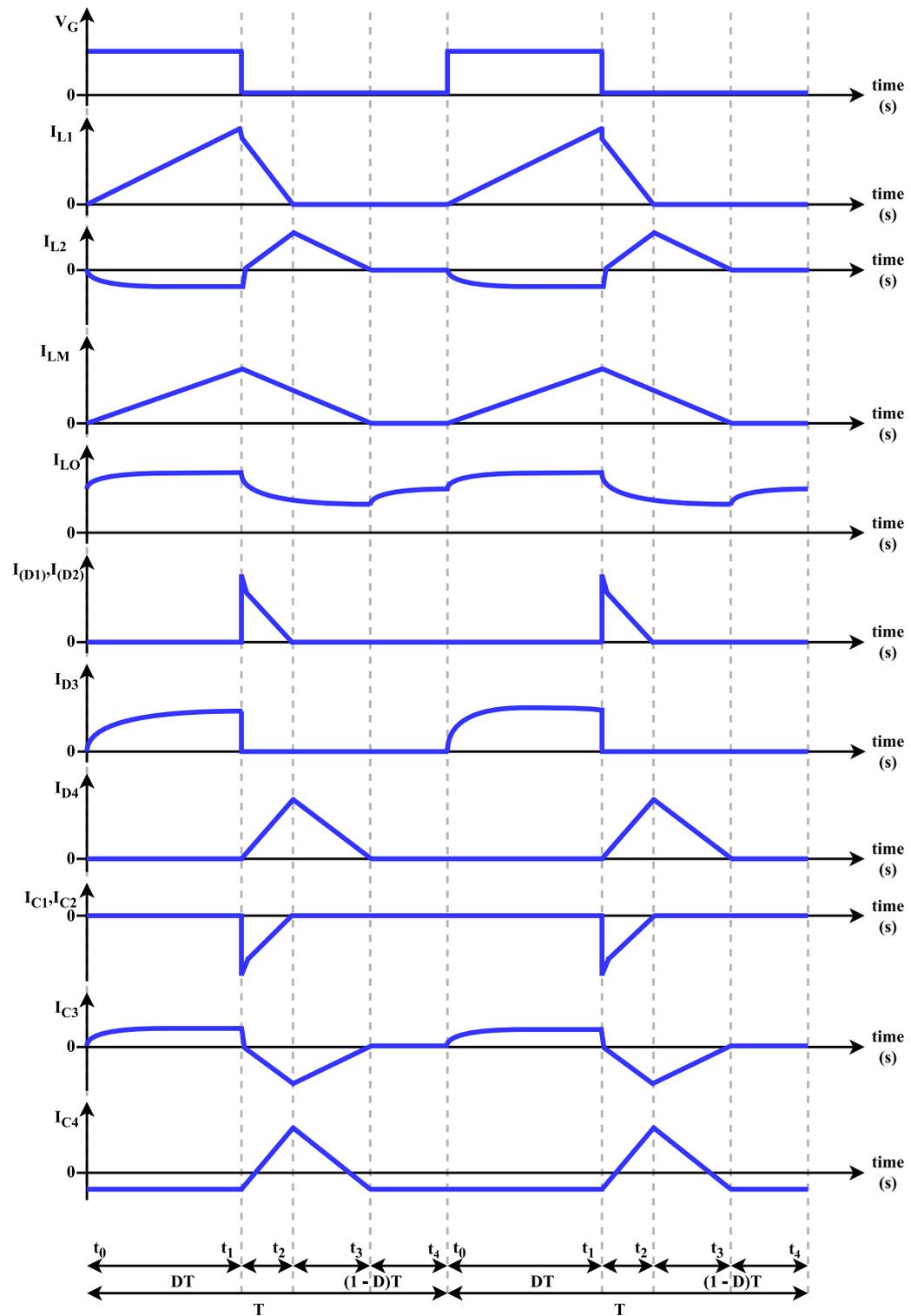


Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_3 - t_4)$, o interruptor de potência permanece desligado. Os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 estão reversamente polarizados. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 estão descarregados, já o capacitor C_4 descarrega a sua energia armazenada para a saída. O indutor L_m , encontra-se descarregado juntamente com o indutor L_2 . A energia armazenada em L_o é fornecida à saída durante essa etapa.

A Figura 29 mostra as formas de ondas ideais para a topologia do Zeta com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD.

Figura 29 – Formas de onda ideais do Zeta MCD com indutor acoplado, CDC e CMT.



Fonte: Autor

A seguir, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da quarta etapa de operação, que é finalizado quando o interruptor é ligado novamente, e o ciclo se repete.

$$V_{L_m} = 0 \quad (189)$$

$$V_{L_1} = 0 \quad (190)$$

$$V_{L_2} = 0 \quad (191)$$

$$V_{L_o} = (2V_{C_2} + V_{C_4} - V_{in}) - V_o \quad (192)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (193)$$

$$V_s = V_{C_1} \quad (194)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} \quad (195)$$

$$V_{D_4} = V_{C_1} - V_{C_4} \quad (196)$$

$$I_{L_m} = 0 \quad (197)$$

$$I_{L_1} = -I_o \quad (198)$$

$$I_{L_2} = 0 \quad (199)$$

$$I_{L_o} = I_o \quad (200)$$

$$I_s = 0 \quad (201)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (202)$$

$$I_{C_4} = -I_o \quad (203)$$

Após a análise qualitativa do conversor em MCD, será realizada a análise quantitativa do conversor *Boost* com indutor acoplado, com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão.

A análise quantitativa será feita determinando os principais equacionamentos de cada etapa de operação do conversor, já mostrada anteriormente. Inicialmente, será determinada a relação matemática entre L_m , L_2 , L_o , L_{k1} e L_{k2} .

Diferentemente da análise quantitativa realizada para o modo MCC, para a análise MCD, será necessária a separação entre as etapas de funcionamento, mesmo que seus valores permaneçam os mesmos entre as etapas 2 e 3, pois a separação entre os tempos é um fator primordial para que se possa realizar os cálculos para a obtenção dos valores dos principais elementos do circuito.

$$v_{L_m}(t) = \begin{cases} V_{Lm11} = V_{in}, & 0 < t < DT \\ V_{Lm12} = V_{in} - V_{C1}, & DT < t < D_1T \\ V_{Lm13} = k(V_{in} - V_{C1}), & D_1T < t < D_2T \\ V_{Lm14} = 0, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (204)$$

$$v_{L_2}(t) = \begin{cases} V_{L21} = kaV_{in}, & 0 < t < DT \\ V_{L22} = V_{C3} - V_{C4}, & DT < t < D_1T \\ V_{L23} = V_{C3} - V_{C4}, & D_1T < t < D_2T \\ V_{L24} = 0, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (205)$$

$$v_{L_o}(t) = \begin{cases} V_{L_o31} = -V_o + 2V_{C1} + V_{C4}, & 0 < t < DT \\ V_{L_o32} = -V_o + V_{C1} + V_{C4}, & DT < t < D_1T \\ V_{L_o33} = -V_o + V_{C1} + V_{C4}, & D_1T < t < D_2T \\ V_{L_o34} = -V_o + 2V_{C2} - V_{in} + V_{C4}, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (206)$$

Onde $v_{L_m}(t)$, $v_{L_2}(t)$ e $v_{L_o}(t)$ são as tensões instantâneas sobre os terminais dos indutores L_m , L_2 e L_o , respectivamente, para o modo MCD. Os subscritos “1”, “2”, “3” e “4” referem-se aos valores instantâneos de tensão durante o primeiro, o segundo, o terceiro e a quarta etapa de operação do conversor respectivamente. Por fim, “D” refere-se à faixa de tempo $(t_0 - t_1)$, sendo que “D₁” diz respeito à faixa de tempo $(t_1 - t_2)$ e “D₂” faz referência à faixa de tempo $(t_2 - t_3)$.

Sabendo que, para indutores ideais, o valor médio de tensão deve ser igual a zero, chega-se ao seguinte equacionamento:

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_1T} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{D_1T}^{D_2T} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{D_2T}^T v_{L_m}(t) dt = 0 \quad (207)$$

Simplificando as integrais da equação (207) e substituindo a equação (204), tem-se:

$$V_{Lm11}DT + V_{Lm12}(D_1 - D)T + V_{Lm13}(D_2 - D_1)T + V_{Lm14}(1 - D_2)T = 0 \quad (208)$$

$$V_{C2} = V_{C1} = \frac{D_2 V_{in}}{(D_2 - D)} \quad (209)$$

Partindo-se da mesma ideia utilizada na equação (207), considera-se que o valor médio da tensão sobre os terminais do indutor L_2 é igual a zero. Dessa forma, encontra-se a seguinte equação:

$$\int_0^{DT} v_{L_2}(t) dt + \int_{DT}^{D_1T} v_{L_2}(t) dt + \int_{D_1T}^{D_2T} v_{L_2}(t) dt + \int_{D_2T}^T v_{L_2}(t) dt = 0 \quad (210)$$

Simplificando a equação (210) e substituindo a equação (205), tem-se:

$$V_{L21}DT + V_{L22}(D_1 - D)T + V_{L23}(D_2 - D_1)T + V_{L24}(1 - D_2)T = 0 \quad (211)$$

$$V_{C3} - V_{C4} = \frac{-kaV_{in}D}{(D_2 - D)} \quad (212)$$

Da mesma forma que acontece no modo MCC, pode-se considerar que, no modo MCD, a corrente através de L_2 possui um valor reduzido. Portanto, a tensão V_{C3} tem o valor igual ao valor de tensão da indutância do secundário. Assim, tem-se que a equação da tensão no capacitor C_3 é igual a:

$$V_{C3} = V_{L21} = aV_{Lm1} = kaV_{in} \quad (213)$$

Portanto, substituindo a equação (213) na equação (212), tem-se:

$$V_{C4} = kaV_{in} \left[\frac{D_2}{(D_2 - D)} \right] \quad (214)$$

Para o indutor de saída L_o , pode-se realizar a mesma ideia utilizada nos cálculos da tensão média dos indutores L_m e L_2 . Portanto, sabendo que a tensão média no indutor L_o deve ser igual a zero, tem-se o seguinte equacionamento:

$$\int_0^{DT} v_{Lo}(t)dt + \int_{DT}^{D_1T} v_{Lo}(t)dt + \int_{D_1T}^{D_2T} v_{Lo}(t)dt + \int_{D_2T}^T v_{Lo}(t)dt = 0 \quad (215)$$

Simplificando a equação (215) e substituindo a equação (206), tem-se:

$$V_{in}[D_2 - 1] + \frac{D_2V_{in}}{(D_2 - D)}[D - D_2 + 2] + kaV_{in} \left[\frac{D_2}{(D_2 - D)} \right] = V_o \quad (216)$$

Simplificando e reordenando as variáveis da equação (216), obtém-se o equacionamento do ganho estático do conversor *Zeta* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D + (k-1)D^2 + (1 + ka - kD + D)D_2}{(D_2 - D)} \quad (217)$$

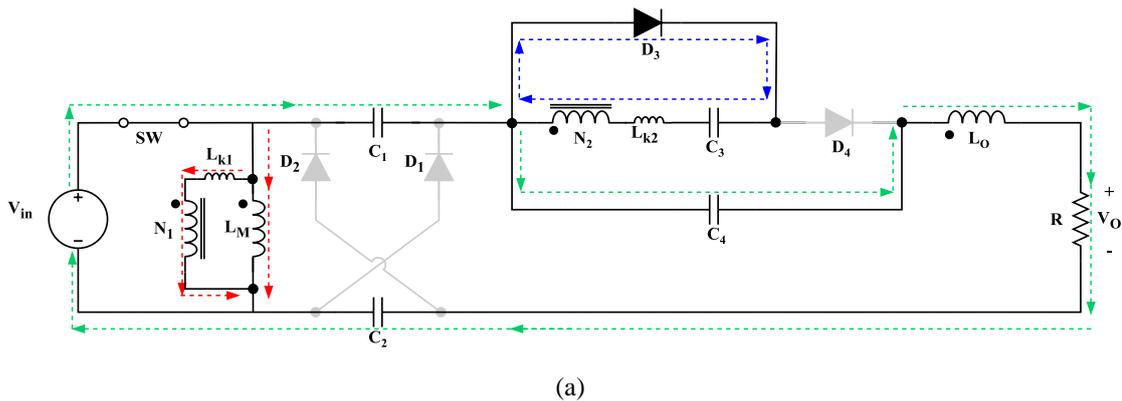
A equação (217) apresenta o ganho estático do conversor analisado. É possível notar que o termo “ D_2 ” aparece na equação. Esse termo é referente à faixa de razão cíclica durante o período ($t_2 - t_3$). Para descobrir esse valor, será necessário realizar uma avaliação das correntes no conversor. Para isso, serão feitas algumas considerações.

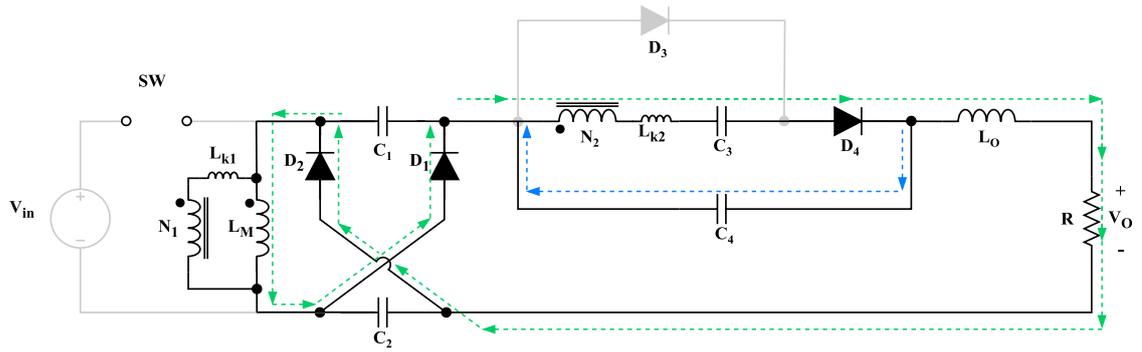
O coeficiente de acoplamento magnético aparece na equação final do ganho estático, mas, como ele está associado à relação de transformação, sua influência no valor final do ganho é reduzida. Portanto, para efeitos de cálculo, será considerado que o valor de acoplamento magnético entre os indutores acoplados tem um valor unitário. Dessa forma, a equação (217) é reescrita a seguir:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D + D_2(1 + a)}{(D_2 - D)} \quad (218)$$

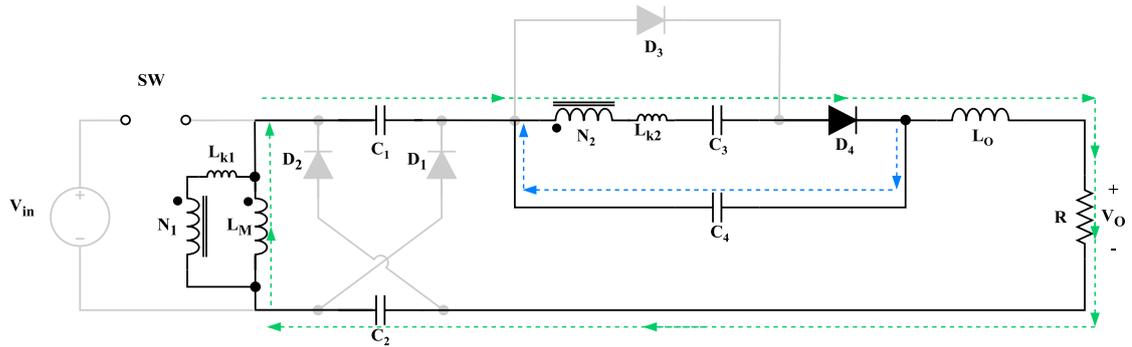
As Figuras 30 (a), (b), (c) e (d) mostram, respectivamente, as quatro etapas de operação do conversor em MCD.

Figura 30 – Etapas de operação do conversor *Zeta* em MCD.

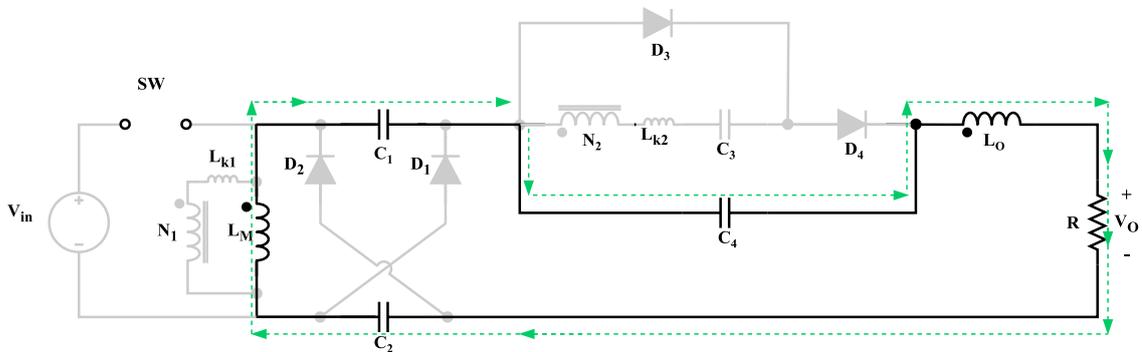




(b)



(c)



(d)

Fonte: Autor

Realizadas as considerações sobre a primeira etapa de operação (0 a DT) em MCD, tem-se a seguinte relação entre as correntes no circuito:

$$I_i = I_{L1} \quad (219)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (220)$$

$$I_{Lmmin} = 0 \quad (221)$$

$$I_{Lmmax} = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (222)$$

$$i_{Lm}(t) = -I_o + \frac{V_{Lm}}{L_m} \cdot t \quad (223)$$

$$I_{L2} \approx 0 \quad (224)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = -I_o \quad (225)$$

$$I_{C3} = I_{L2} \approx 0 \quad (226)$$

$$I_{C4} = -I_o \quad (227)$$

$$I_{L0} = I_o \quad (228)$$

Para a segunda etapa de operação (DT a D₁T) em MCD, será necessária a realização de alguns equacionamentos. Inicialmente, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_i = I_{L1} \quad (229)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{Lm}}{L_m} (D_2 - D)T \quad (230)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{L1}}{L_m} (D_1 - D)T \quad (231)$$

$$I_{Lmmin} = 0 \quad (232)$$

$$I_{Lmmax} = -I_o + \frac{DTkV_{in}}{L_m} \quad (233)$$

$$I_{L2} = -I_{C3} = \frac{I_{Lm} - I_{L1}}{\alpha} \quad (234)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{L1} - I_o}{2} \quad (235)$$

$$I_{C4} = I_{L2} - I_o \quad (236)$$

Os mesmos artifícios matemáticos usados para equacionar o conversor *Cuk* foram também utilizados nos equacionamentos do conversor *Zeta* em MCD. Para determinar a equação de $i_{Lm}(t)$, deve-se substituir a equação (204) e (209) na equação (230). Dessa forma, tem-se:

$$i_{Lm}(t) = \frac{DkV_{in}}{L_m(D_2 - D)} (D_2T - t) - I_o \quad (237)$$

Para determinar a equação de $i_{L1}(t)$, deve-se substituir a equação (204) e (209) na equação (231). Dessa forma, tem-se:

$$i_{L_1}(t) = \frac{DkV_{in}}{L_m(D_1 - D)}(D_1T - t) - I_o \quad (238)$$

É importante explicar que tanto para se obter a equação de $i_{L_m}(t)$ como a equação $i_{L_1}(t)$ foi utilizada a teoria de determinação do coeficiente da reta da geometria analítica. Além disso, o momento escolhido para a determinação da reta foi o de descarga dos indutores, pois, somente nesse momento, seria possível encontrar uma relação entre os tempos D_1T e D_2T .

Para determinar o valor de $i_{L_2}(t)$, deve-se substituir as equações (237) e (238) na equação (234). Dessa forma, tem-se:

$$i_{L_2}(t) = \frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)(D_1 - D)}(t - DT)(D_2 - D_1) \quad (239)$$

Para determinar o valor de $i_{C_1}(t)$, deve-se substituir as equações (238) na equação (235). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C_1}(t) = \frac{DkV_{in}}{2L_m(D_1 - D)}(D_1T - t) - I_o \quad (240)$$

Para determinar o valor de $i_{C_4}(t)$, deve-se substituir as equações (239) na equação (236). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C_4}(t) = \frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)(D_1 - D)}(t - DT)(D_2 - D_1) - I_o \quad (241)$$

Para a terceira etapa de operação (D_1T a D_2T) em MCD, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_{L_1} = 0 \quad (242)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (243)$$

$$I_{C_3}(t) = -I_{L_2}(t) = -\frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)}(D_2T - t) \quad (244)$$

$$I_{C_4}(t) = I_{L_2}(t) - I_o = \frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)}(D_2T - t) - I_o \quad (245)$$

Para a quarta etapa de operação (D_2T a T) em MCD, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_{Lm} = -I_o \quad (246)$$

$$I_{L2} = 0 \quad (247)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = -I_o \quad (248)$$

$$I_{C3} = 0 \quad (249)$$

$$I_{C4} = -I_o \quad (250)$$

Para se obter o valor de D_2 e, conseqüentemente, chegar à equação final do ganho estático para o modo MCD do conversor estudado, será considerado que o valor da corrente média em um capacitor ideal é igual a zero. Dessa forma, pode-se dizer, então, que:

$$I_{C1_{med}} = I_{C2_{med}} = 0 \quad (251)$$

Portanto, integrando o valor médio da corrente no capacitor C_1 e substituindo as equações (225), (240), (243) e (248) na integral, tem-se:

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} -I_o dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_1T} \frac{DkV_{in}(D_1T - t)}{2L_m(D_1 - D)} - I_o dt + \frac{1}{T} \int_{D_1T}^{D_2T} -I_o dt + \frac{1}{T} \int_{D_2T}^T -I_o dt = 0 \quad (252)$$

Realizando simplificações na equação (252), chega-se à equação que determina o valor de D_1 , como mostrado a seguir:

$$D_1 = D + \frac{4I_oL_m}{DTV_{in}k} \quad (253)$$

Pode-se fazer da mesma forma com o capacitor C_4 . Considerando que o valor da corrente média no capacitor C_4 é igual zero e substituindo as equações (227), (241), (245) e (250) na integral, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^{DT} -I_o dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_1T} \frac{DkV_{in}(D_2 - D_1)(t - DT)}{aL_m(D_2 - D)(D_1 - D)} - I_o dt \\ + \frac{1}{T} \int_{D_1T}^{D_2T} \frac{DkV_{in}(D_2T - t)}{aL_m(D_2 - D)} - I_o dt + \frac{1}{T} \int_{D_2T}^T -I_o dt = 0 \end{aligned} \quad (254)$$

Realizando simplificações na equação (254), chega-se à equação que determina o valor de D_2 , como mostrado a seguir:

$$D_2 = D_1 + \frac{2aL_m I_o}{DV_{in}kT} \quad (255)$$

Substituindo a equação (253) na equação (255), tem-se

$$D_2 = D + \frac{4I_o L_m}{DTV_{in}k} + \frac{2aI_o L_m}{DTV_{in}k} \rightarrow D_2 - D_1 = \frac{2aI_o L_m}{DTV_{in}k} \quad (256)$$

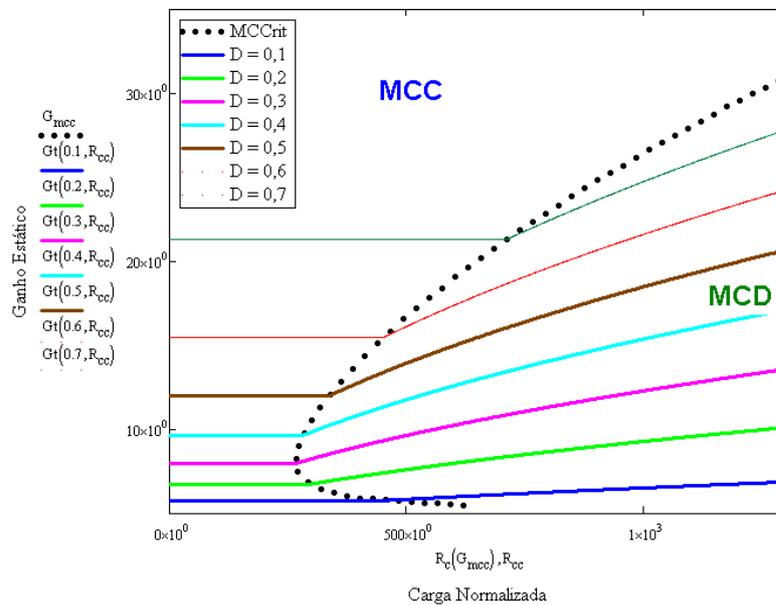
Uma vez encontrada a equação que representa a diferença entre $D_2 - D_1$, basta realizar a substituição na equação do ganho estático, que se terá o ganho estático do conversor estudado no modo descontínuo. Portanto, substituindo a equação (256) na equação (218) e considerando que o acoplamento magnético é unitário, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D + (1 + a) \left[D + \frac{I_o L_m}{DTV_{in}} (4 + 2a) \right]}{\left(D + \frac{I_o L_m}{DTV_{in}} (4 + 2a) - D \right)} \rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + a}{2} + \sqrt{\frac{(1 + a)^2}{4} + \frac{R_o D^2 T}{2L_m}} \quad (257)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + a}{2} + \sqrt{\frac{(1 + a)^2}{4} + \frac{R_o D^2 T}{2L_m}} \quad (258)$$

A equação 258 apresenta o valor do ganho estático do conversor estudado em modo de condução descontínuo. A Figura 31 mostra a curva característica de funcionamento do conversor considerando os funcionamentos em MCC e MCD.

Figura 31 – Curva característica de funcionamento do conversor *Zeta* com indutor acoplado, CDC e CMT.



Fonte: Autor

4.5 Considerações Finais

Neste capítulo, foi realizado o estudo aprofundado em MCC e MCD da topologia *Zeta* de alto ganho CC/CC, não isolada, utilizando as combinações de indutores acoplados, células diodo-capacitivas (CDC) e células multiplicadoras de tensão (CMT).

O equacionamento em MCC foi determinado utilizando os equacionamentos de tensão de cada etapa de operação do conversor. Para determinar o equacionamento em MCD, foram necessárias as análises tanto em tensão como em corrente das etapas de operação do conversor, para que suas faixas de tempo fossem determinadas e, conseqüentemente, fosse possível o cálculo das integrais de valores médios.

É possível ver que os tempos D_1 e D_2 tanto para o conversor *Zeta* como para o conversor *Cuk* são exatamente os mesmos em MCD. Além disso, os conversores possuem ganhos estáticos bastante semelhantes quando analisados em MCD, indicando, assim, que, por mais que os dois conversores possuam topologias significativamente distintas, por serem da mesma família, possuem comportamentos semelhantes.

No próximo capítulo, serão realizadas as análises em MCC e MCD do conversor *Boost* proposto no trabalho.

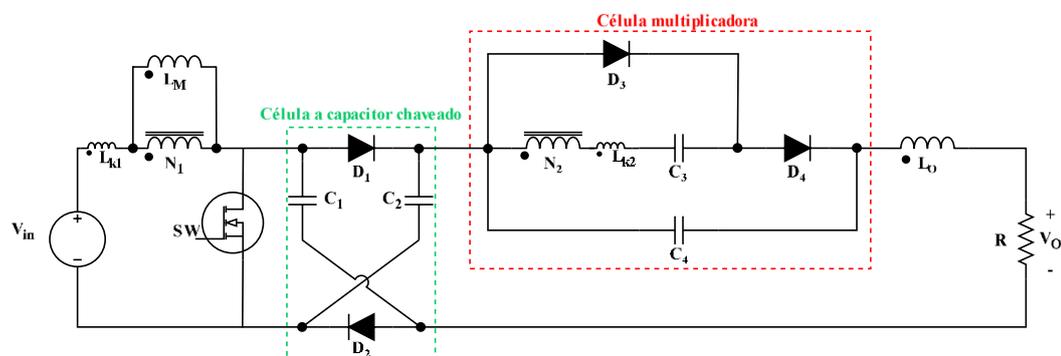
5 CONVERSOR *BOOST* DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, CDC E CMT

Neste capítulo, será apresentada a topologia *Boost* de alto ganho CC/CC, não isolada, utilizando as combinações de indutores acoplados, células diodo-capacitivas (CDC) e células multiplicadoras de tensão (CMT). Serão realizadas análises qualitativas e quantitativas do conversor em MCC e MCD, além de serem apresentadas simulações do conversor em MCC e os resultados experimentais.

5.1 Conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT

A Figura 32 apresenta, de forma detalhada, a topologia do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT.

Figura 32 – Conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT



Fonte: Autor

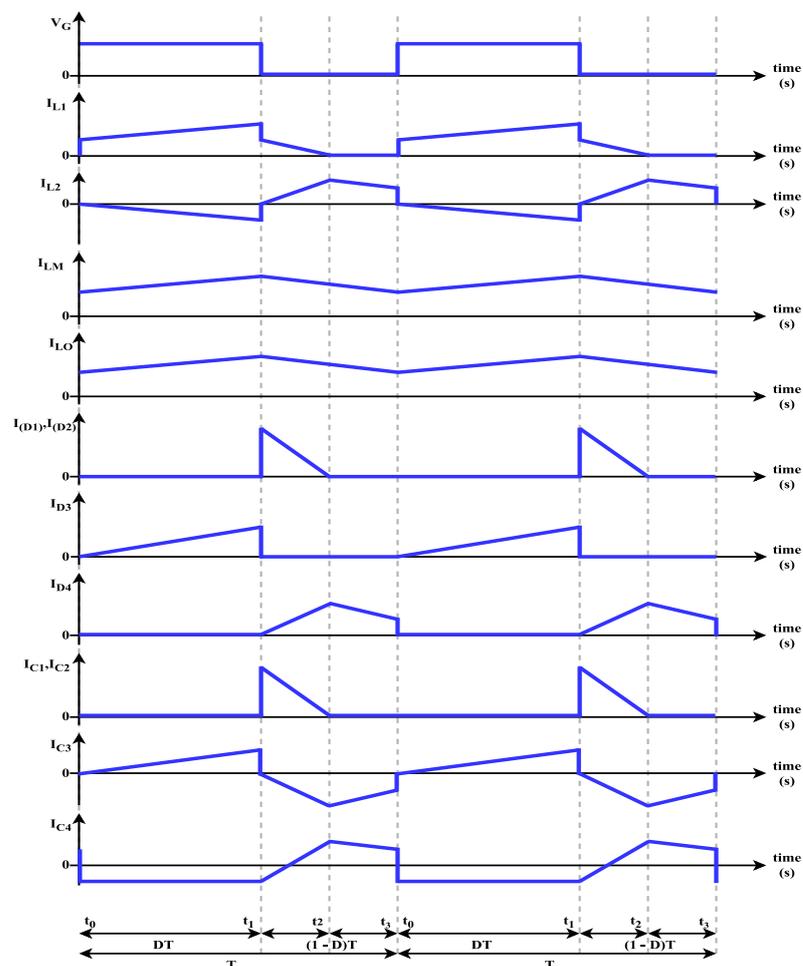
Nessa configuração, o conversor de alto ganho possui o ganho extra de tensão devido à célula diodo-capacitiva. Além disso, a tensão sobre os terminais do interruptor de potência fica grampeada devido aos capacitores pertencentes a CDC. Essa topologia foi implementada em parceria com (De Araújo *et al.*, 2017). Dessa forma, este capítulo apresenta a análise em MCC, considerando as dispersões magnéticas, além de apresentar também os equacionamentos em MCD, sua curva de carga normalizada e sua implementação em laboratório.

5.2 Análise qualitativa MCC do conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT

Para a análise do conversor, assumem-se as seguintes condições: a operação ocorre no modo de condução contínua (MCC), considerando o comportamento da corrente através da indutância de magnetização L_m em regime permanente; a saída do conversor possui uma carga resistiva em seus terminais para efeito de cálculo; as capacitâncias C_1, C_2, C_3, C_4 são grandes o suficiente para que a ondulação de alta frequência possa ser negligenciada; os semicondutores, os capacitores e o indutor do filtro de saída são ideais; o conversor opera com uma frequência de comutação fixa, usando modulação convencional de largura de pulso (PWM).

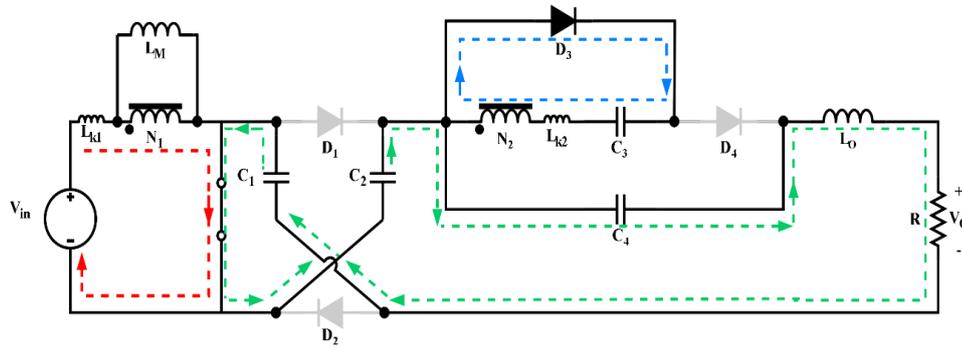
A Figura 33 mostra as formas de ondas ideais para a topologia do *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT, e a Figura 34 mostra a primeira etapa de operação.

Figura 33 – Formas de onda ideais do *Boost* MCC com indutor acoplado, CDC e CMT.



Fonte: Autor

Figura 34 – Primeira etapa de operação do conversor *Boost* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_0 - t_1)$, o interruptor de potência está ligado. Nessa etapa, os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão reversamente polarizados, e o diodo D_3 está conduzindo e carregando o capacitor C_3 . Os capacitores C_1 , C_2 e C_4 estão descarregando, provendo energia para a saída. Além disso, as correntes através do indutor de magnetização L_m e o indutor de saída L_o aumentam linearmente.

Quando o interruptor é ligado, a indutância de dispersão L_{k1} é responsável por limitar a taxa de crescimento da corrente. Dessa forma, o interruptor opera sob condição de transição corrente zero (ZCT). Essa etapa termina quando S é desligado em t_1 . Abaixo, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da primeira etapa de operação. A Figura 35 mostra a segunda etapa de operação.

$$V_{L_m} = V_{in} - V_{L_{k1}} \quad (259)$$

$$V_{L_1} = V_{in} \quad (260)$$

$$V_{L_2} = -V_{C_3} - V_{L_{k2}} \quad (261)$$

$$V_{L_o} = (V_{C_1} + V_{C_2} + V_{C_4}) - V_o \quad (262)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (263)$$

$$V_s = 0 \quad (264)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} \quad (265)$$

$$V_{D_3} = 0 \quad (266)$$

$$V_{D_4} = V_{C_4} \quad (267)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - a \cdot I_{L_2} \quad (268)$$

$$I_{L_1} = I_{in} \quad (269)$$

$$I_{L_2} = I_{C_3} \quad (270)$$

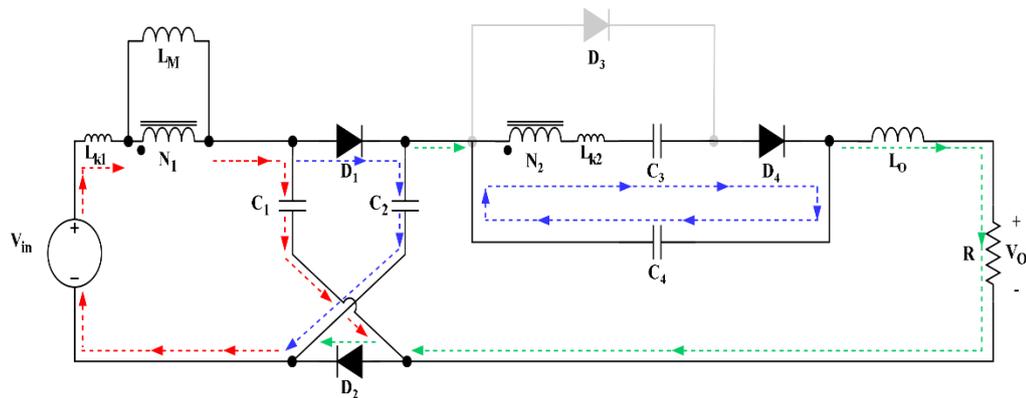
$$I_{L_o} = I_o \quad (271)$$

$$I_s = I_{in} + I_o \quad (272)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (273)$$

$$I_{C_4} = -I_o \quad (274)$$

Figura 35 – Segunda etapa de operação do conversor *Boost* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_1 - t_2)$, o interruptor de potência está desligado. Nessa etapa, os diodos D_1 , D_2 e D_4 estão conduzindo, e o diodo D_3 está reversamente polarizado. Os capacitores C_1 e C_2 estão conectados em paralelo e são carregados pela fonte de entrada e pela energia armazenada em L_m . Já os capacitores C_3 e C_4 estão descarregando suas energias armazenadas para a saída.

Quanto aos indutores L_m e L_o , pode-se afirmar que estão suprindo a energia da carga, enquanto L_2 está armazenando energia. Além disso, os capacitores C_1 e C_2 estão associados em paralelo, pois os diodos D_1 e D_2 estão diretamente polarizados.

Dessa forma, a tensão em S, durante o desligamento, é grampeada por C_1 , com consequente redução do estresse de tensão. Essa etapa termina quando os diodos D_1 e D_2 são reversamente polarizados em $t = t_2$. Abaixo, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da segunda etapa de operação. A Figura 36 mostra a terceira etapa de operação.

$$V_{L_m} = (V_{in} - V_{L_{k1}}) - V_{C_1} \quad (275)$$

$$V_{L_1} = V_{in} - V_{C_1} \quad (276)$$

$$V_{L_2} = V_{C_4} - V_{C_3} - V_{L_{k_2}} \quad (277)$$

$$V_{L_o} = (V_{C_2} + V_{C_4}) - V_o \quad (278)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (279)$$

$$V_s = V_{C_1} \quad (280)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_{D_4} = 0 \quad (281)$$

$$V_{D_3} = -V_{C_4} \quad (282)$$

$$I_{L_m} = I_{in} - a \cdot I_{L_2} \quad (283)$$

$$I_{L_1} = I_{in} \quad (284)$$

$$I_{L_2} = -I_{C_3} \quad (285)$$

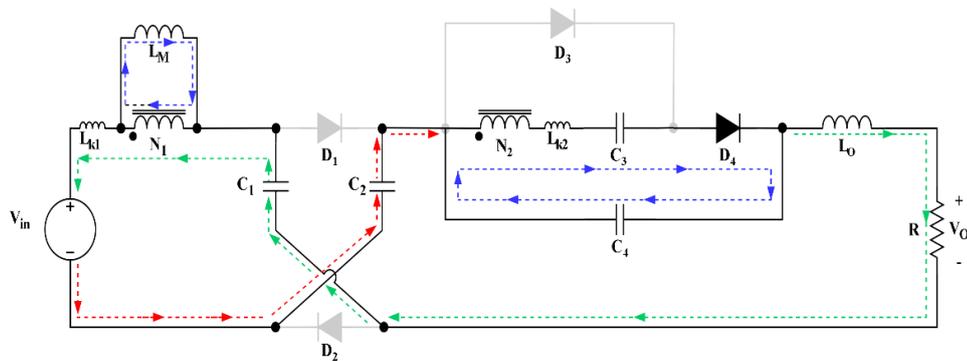
$$I_{L_o} = I_o \quad (286)$$

$$I_s = 0 \quad (287)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = I_{D_1} - I_o \quad (288)$$

$$I_{C_4} = -I_{L_2} - I_o \quad (289)$$

Figura 36 – Terceira etapa de operação do conversor *Boost* de alto ganho.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_2 - t_3)$, o interruptor de potência permanece desligado. Os diodos D_1 , D_2 e D_3 estão reversamente polarizados, enquanto o diodo D_4 está conduzindo e auxiliando na carga do capacitor C_4 , que está sendo carregado pela energia armazenada na indutância de magnetização. A energia armazenada em L_o é fornecida à saída durante essa etapa.

Abaixo, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da terceira etapa de operação, que é finalizado quando o interruptor é ligado novamente, e o ciclo se repete.

$$V_{Lm} = (V_{in} - V_{Lk1}) - V_{C1} \quad (290)$$

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1} \quad (291)$$

$$V_{L2} = V_{C4} - V_{C3} - V_{Lk2} \quad (292)$$

$$V_{Lo} = (V_{C2} + V_{C4}) - V_o \quad (293)$$

$$V_{C1} = V_{C2} \quad (294)$$

$$V_s = V_{C1} \quad (295)$$

$$V_{D1} = V_{D2} \quad (296)$$

$$V_{D3} = -V_{C4} \quad (297)$$

$$V_{D4} = 0 \quad (298)$$

$$I_{Lm} = I_{in} - a \cdot I_{L2} \quad (299)$$

$$I_{L1} = -I_o \quad (300)$$

$$I_{L2} = I_{C3} \quad (301)$$

$$I_{Lo} = I_o \quad (302)$$

$$I_s = 0 \quad (303)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = -I_o \quad (304)$$

$$I_{C4} = -I_{L2} - I_o \quad (305)$$

Após as análises qualitativas dos intervalos de operação do conversor *Boost*, no próximo tópico, serão realizadas as análises quantitativas do conversor estudado.

5.3 Análise quantitativa MCC do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT

Neste tópico, será abordada a análise quantitativa do conversor *Boost*, com indutor acoplado, com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão. A análise quantitativa será realizada determinando os principais equacionamentos de cada etapa de operação do conversor, já mostrada anteriormente, em regime permanente.

Para isso, será analisado e equacionado o comportamento das tensões instantâneas nos três indutores presentes no circuito.

É importante dizer que, semelhante ao que foi feito com o conversor *Zeta*, para efeitos de cálculo, a segunda e a terceira etapa de operação serão condensadas em somente uma etapa, pois, como existe apenas a mudança de estado conduzindo para estado bloqueado dos diodos D_1 e D_2 , essa mudança não interfere nos valores de tensão e de corrente dos demais elementos do circuito.

$$v_{Lm}(t) = \begin{cases} V_{Lm1} = V_{in} - V_{Lk1}, 0 < t < DT_s \\ V_{Lm2} = (V_{in} - V_{Lk1}) - V_{C1}, DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (306)$$

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} V_{L21} = -kaV_{in}, 0 < t < DT_s \\ V_{L22} = (-kaV_{in}) + V_{C4}, DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (307)$$

$$v_{Lo}(t) = \begin{cases} V_{Lo1} = (V_{C1} + V_{C2} + V_{C4}) - V_o, 0 < t < DT_s \\ V_{Lo2} = (V_{C2} + V_{C4}) - V_o, DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (308)$$

Onde $v_{Lm}(t)$, $v_{L2}(t)$ e $v_{Lo}(t)$ são as tensões instantâneas sobre os terminais dos indutores L_m , L_2 e L_o respectivamente. O subscrito “1” refere-se aos valores instantâneos de tensão durante a primeira etapa, já o subscrito “2” faz referência aos valores instantâneos de tensão do segundo e do terceiro etapas de operação do conversor. Quanto ao “T”, diz do período do conversor analisado.

Considerando que a corrente através de L_2 possui um valor reduzido, é razoável afirmar que a indutância de dispersão L_{k2} não deve influenciar na tensão sobre o capacitor C_3 . Portanto, a tensão V_{C3} tem o valor igual ao valor de tensão da indutância do secundário. Dessa forma, a tensão V_{C3} pode ser determinada substituindo a equação (307) na equação (261), da seguinte maneira:

$$V_{C3} = -V_{L21} = -aV_{Lm1} = kaV_{in} \quad (309)$$

Sabendo que, para indutores ideais, o valor médio de tensão deve ser igual a zero, chega-se ao seguinte equacionamento:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{Lm}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{Lm1}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{Lm2}(t) dt = 0 \quad (310)$$

Simplificando as integrais da equação (310) e substituindo a equação (306), tem-se:

$$V_{Lm1}DT + V_{Lm2}(1 - D)T = (V_{in} - V_{Lk1})DT + [(V_{in} - V_{Lk1}) - V_{C1}](1 - D)T = 0 \quad (311)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in} - V_{Lk1}}{1 - D} \quad (312)$$

A equação (312) leva em consideração a tensão sobre a indutância de dispersão L_{k1} . Durante a simulação do conversor e os testes práticos em laboratório, foi visto que a tensão V_{Lk1} não interfere de forma relevante no valor final da tensão dos capacitores V_{C1} e V_{C2} . Portanto, para simplificar a equação (312), será desconsiderado o valor de V_{Lk1} . Dessa forma, tem-se:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (313)$$

A equação (313) mostra que os capacitores C_1 e C_2 ficam submetidos à tensão característica do conversor *Boost* clássico. Esse valor de tensão intermediário contribui na redução da diferença de potencial entre os terminais do indutor de saída L_o . Além disso, os capacitores servem como grampeadores da tensão sobre o interruptor de potência.

Partindo-se da mesma ideia utilizada na equação (310), considera-se que o valor médio da tensão sobre os terminais do indutor L_2 é igual a zero. Dessa forma, encontra-se a seguinte equação:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{L_2}(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{L_{21}}(t)dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{L_{22}}(t)dt = 0 \quad (314)$$

Simplificando as integrais da equação (313) e substituindo a equação (306), tem-se:

$$V_{L_{21}}DT + V_{L_{22}}(1 - D)T = -kaV_{in}DT + [(-kaV_{in}) + V_{C4}](1 - D)T = 0 \quad (315)$$

$$V_{C4} = \frac{V_{in}ak}{1 - D} \quad (316)$$

Na equação (316), pode-se ver que o valor de V_{C4} é dependente do valor do acoplamento magnético “k” entre os indutores L_1 e L_2 . Esse ponto é importante a observação,

pois, por mais que os valores de tensão de $V_{L_{k1}}$ e $V_{L_{k2}}$ tenham sido desconsiderados para os cálculos do conversor, o acoplamento magnético, que leva em consideração L_{k1} , continua sendo considerado nos cálculos. Mais adiante, avaliar-se-á a influência do acoplamento magnético no ganho final do conversor.

Para o indutor de saída L_o , pode-se realizar a mesma ideia utilizada nos cálculos da tensão média dos indutores L_1 e L_2 . Portanto, sabendo que a tensão média no indutor L_o deve ser igual a zero, tem-se o seguinte equacionamento:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{L_o}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{L_{o1}}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{L_{o2}}(t) dt = 0 \quad (317)$$

Simplificando as integrais da equação (317) e substituindo a equação (306), tem-se:

$$V_{L_{o1}}DT + V_{L_{o2}}(1 - D)T = 0 \quad (318)$$

$$[(V_{C1} + V_{C2} + V_{C4}) - V_o]DT + [(V_{C2} + V_{C4}) - V_o](1 - D)T = 0 \quad (319)$$

Substituindo as equações (313) e (316) na equação (319), tem-se:

$$\left[\left(\frac{V_{in}}{1 - D} + \frac{V_{in}}{1 - D} + \frac{V_{in}ak}{1 - D} \right) - V_o \right]DT + \left[\left(\frac{V_{in}}{1 - D} + \frac{V_{in}ak}{1 - D} \right) - V_o \right](1 - D)T = 0 \quad (320)$$

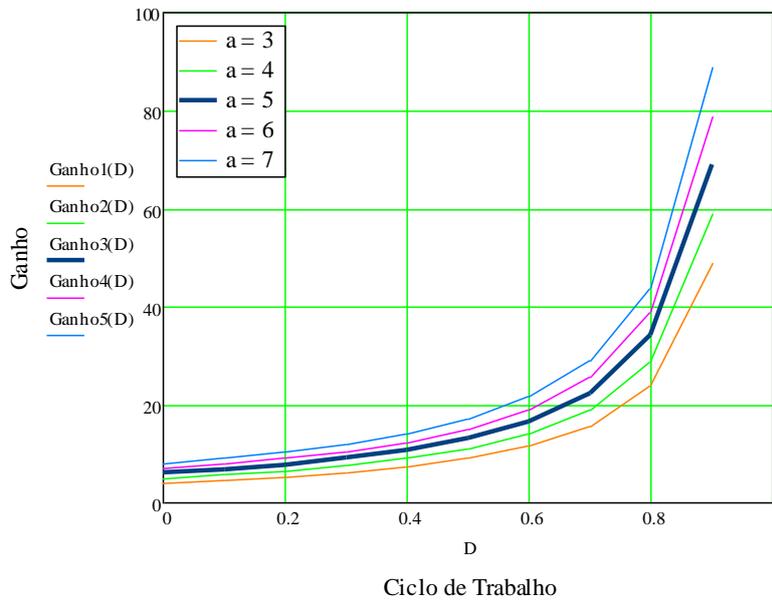
Simplificando e reordenando as variáveis da equação (320), obtém-se o equacionamento do ganho estático do conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + D + ak}{1 - D} \quad (321)$$

A equação (321) apresenta o ganho estático do conversor analisado. Pode-se observar que a relação de transformação dos indutores acoplados contribui com a elevação do valor do ganho estático. Além disso, o coeficiente de acoplamento magnético aparece também na equação final do ganho estático, mas, como ele está associado à relação de transformação, sua influência no valor final do ganho é reduzida. As Figuras 37 e 38 mostram o comportamento

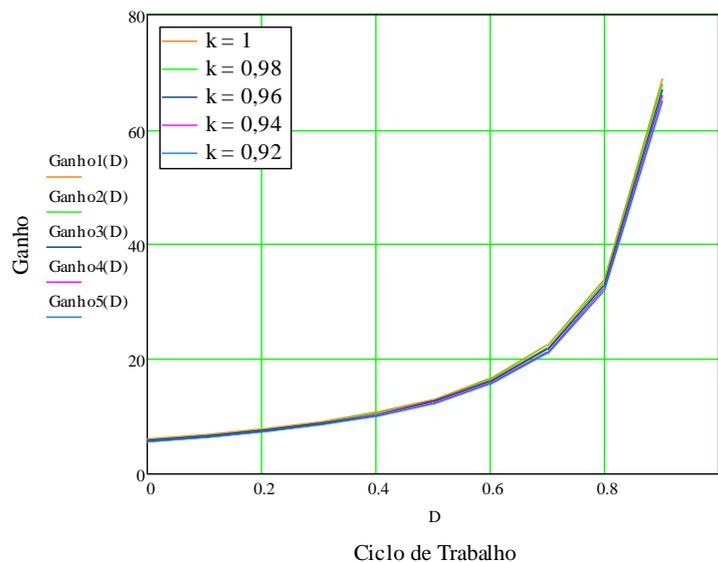
da curva do ganho estático com a variação da relação de transformação e com a variação do acoplamento magnético respectivamente.

Figura 37 – Ganho estático do conversor *Boost* de alto ganho em função da variação da relação de transformação.



Fonte: Autor

Figura 38 – Ganho estático do conversor *Boost* de alto ganho em função da variação do acoplamento magnético.



Fonte: Autor

A Figura 37 mostra o comportamento do ganho estático do conversor analisado quando existe uma variação da relação de transformação. No exemplo da Figura 38, foi

realizada uma variação de “a” de 3 a 7, para demonstrar que, quanto maior for a relação de transformação, maior será o ganho estático do conversor.

A Figura 38 mostra o comportamento do ganho estático do conversor quando existe uma variação no fator de acoplamento. Pode-se observar que uma variação de “k” de 1 a 0,92 praticamente não interfere no ganho do conversor.

Portanto, é possível dizer que, durante a montagem dos indutores acoplados no magnético, não será necessária uma precisão elevada, pois o fator de acoplamento, apesar de pertencer ao cálculo do ganho estático, possui uma influência reduzida no conversor analisado. A Tabela 1 mostra os principais parâmetros teóricos do conversor analisado.

Tabela 1 – Valores experimentais utilizados no protótipo.

Parâmetros	Especificações
Tensão de entrada	$V_{in} = 26 V_{cc}$
Tensão de saída	$V_o = 380 V_{cc}$
Potência	$P_o = 200 W$
Eficiência teórica	$\eta = 95\%$
Frequência de comutação	$f_s = 50 kHz$

Fonte: Autor

Com a equação do ganho estático do conversor, pode-se determinar o valor da razão cíclica nominal teórica, reordenando as variáveis da equação (321) e substituindo os valores mostrados na Tabela 1, da seguinte forma:

$$D = \frac{V_o - V_{in}(1 + ak)}{V_{in} + V_o} = 0,55 \quad (322)$$

No próximo tópico, será realizado o levantamento dos valores dos principais componentes do conversor *Boost* de alto ganho analisado neste capítulo.

5.4 Análise quantitativa dos principais elementos do circuito.

Após a determinação da razão cíclica do conversor, deve-se ir em busca do equacionamento dos indutores L_m , L_2 e L_o . Para isso, o método escolhido para o cálculo foi determinar o valor da indutância crítica, pois, assim, existirá a possibilidade de se obter os valores das indutâncias de L_m , tanto para o MCC, como para o MCD.

Considerando a conservação de potência em circuito ideal, pode-se obter a seguinte igualdade entre as potências de entrada e saída:

$$P_{in} = P_o \quad (323)$$

Outra forma de se apresentar a equação (323) pode ser vista na equação seguinte:

$$V_{in}I_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (324)$$

Devido à característica de fonte de corrente na entrada comum entre todos os conversores da família *Boost*, pode-se relacionar a corrente de magnetização com a corrente de entrada da seguinte forma:

$$I_{in} = I_{Lm} \quad (325)$$

Assim, substitui-se a equação (321) e (325) em (324) e obtém-se a seguinte expressão:

$$V_{in}I_{Lm} = \frac{V_{in}^2}{R} \left[\frac{(1 + D + ak)}{1 - D} \right]^2 \quad (326)$$

Isolando a corrente de magnetização I_{Lm} , tem-se:

$$I_{Lm} = \frac{V_{in}}{R} \left[\frac{(1 + D + ak)}{1 - D} \right]^2 \quad (327)$$

O equacionamento da corrente mínima que passa através do indutor de magnetização pode ser determinado pela seguinte equação:

$$I_{Lmmin} = I_{Lm(méd)} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (328)$$

O equacionamento da ondulação de corrente da indutância de magnetização Δi_{Lm} pode ser determinada partindo do equacionamento básico da tensão sobre o indutor:

$$V_{Lm} = L_m \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} \rightarrow \Delta i_{Lm} = \frac{V_{in}DT}{L_m} \quad (329)$$

Substituindo a equação (327) e (329) na equação (328), obtém-se a seguinte expressão para o valor mínimo da corrente de magnetização:

$$I_{Lmmin} = \frac{V_{in}}{R} \left[\frac{(1 + D + ak)}{1 - D} \right]^2 - \frac{V_{in}DT}{2L_m} \quad (330)$$

Considerando que o valor mínimo de corrente para um indutor que está trabalhando em modo de condução crítico é igual a zero, pode-se chegar à seguinte expressão:

$$\frac{V_{in}}{R} \left[\frac{(1 + D + ak)}{1 - D} \right]^2 = \frac{V_{in}DT}{2L_{m(crit)}} \quad (331)$$

Simplificando e reorganizando os termos da equação (331), chega-se à expressão final para o cálculo do indutor em modo de condução crítico.

$$L_{m(crit)} = \frac{DTR}{2} \left[\frac{(1 - D)}{(1 + D + ak)} \right]^2 = 18,21 \mu H \quad (332)$$

Dessa forma, para valores maiores que $L_{m(crit)}$, tem-se o modo de condução contínuo, e, para valores menores que o da indutância crítica, tem-se o indutor funcionando em modo de condução descontínuo. Neste trabalho, o valor escolhido para L_m foi de 50 μ H, considerando o funcionamento em MCC.

Para determinar o valor de L_2 , usar-se-á a equação (79) sem considerar a indutância de dispersão:

$$L_2 = a^2 L_m = 1,25 \text{ mH} \quad (333)$$

Para determinar o valor da indutância de saída L_o , será utilizada a equação clássica de indutância para modo de condução contínuo:

$$L_o = \frac{DV_{L_o}}{\Delta i_{L_o} f_s} \quad (334)$$

Substituindo a equação (308), que trata do valor de V_{L_o} na primeira etapa de operação, na equação (334), tem-se:

$$L_o = \frac{D[(V_{C1} + V_{C2} + V_{C4}) - V_o]}{\Delta i_{L_o} f_s} \quad (335)$$

Onde Δi_{L_o} é a ondulação de corrente do indutor L_o . Dessa forma, com o intuito de ter um indutor de saída não volumoso, foi escolhido um fator de ondulação de corrente de 25% de I_{L_o} . Sabendo que o valor médio de I_{L_o} é igual à corrente de saída, faz-se:

$$\Delta i_{L_o} = F_{ond_{I_{L_o}}} \frac{0,25V_o}{R} \quad (336)$$

Onde $F_{ond_{I_{L_o}}}$ é o fator de ondulação escolhido para a corrente do indutor L_o . Dessa forma, substituindo a equação (336) na equação (335), tem-se o valor final da indutância de saída.

$$L_o = \frac{D[(V_{C_1} + V_{C_2} + V_{C_4}) - V_o]}{(F_{ond_{I_{L_o}}} \frac{0,25V_o}{R})f_s} = 2,18 \text{ mH} \quad (337)$$

Uma vez determinados os valores das indutâncias, precisa-se agora calcular os valores dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 . Vale dizer que os capacitores C_1 e C_2 possuem o mesmo valor de capacitância. Portanto, o valor de C_1 foi obtido da seguinte forma:

$$C_1 = \frac{DI_{C_1}}{\Delta V_{C_1} f_s} \quad (338)$$

Segundo a equação (273), o valor de I_{C_1} , na primeira etapa de operação, é igual ao valor da corrente de saída I_o , mas em sentidos inversos. Considerando que, em módulo, os valores das duas correntes são iguais, pode-se escrever o seguinte equacionamento:

$$I_{C_1} = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (339)$$

Feito isso, precisa-se encontrar um equacionamento para ΔV_{C_1} . O fator de ondulação escolhido para os capacitores C_1 e C_2 foi de 1% do valor da tensão V_{C_1} . A equação (313) mostra o equacionamento para V_{C_1} . Dessa forma, pode-se fazer o seguinte:

$$\Delta V_{C_1} = F_{ond_{C_1}} V_{C_1} = F_{ond_{C_1}} \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (340)$$

Onde $F_{ond_{C_1}}$ é o fator de ondulação escolhido para a tensão dos capacitores C_1 e C_2 . Substituindo a equação (339) e (340) na equação (338), tem-se:

$$C_1 = \frac{D \left(\frac{V_o}{R} \right)}{\left(F_{ond_{C_1}} \frac{V_{in}}{1-D} \right) f_s} = 10 \mu F \quad (341)$$

Portanto, os valores das capacitâncias de C_1 e C_2 foram de $10 \mu F$. Os capacitores escolhidos foram do tipo cerâmicos de multicamadas do tipo *Surface Mounted Device* (SMD). Sabendo que esses capacitores reduzem a sua capacitância quando sua temperatura aumenta, foi decido colocar 1 par de capacitor em paralelo de $10 \mu F$ para cada capacitância C_1 e C_2 respectivamente, com o intuito de aumentar, assim, para $20 \mu F$ o valor total de capacitância de cada capacitor.

Uma vez determinados os valores de C_1 e C_2 , deve-se calcular os valores dos capacitores C_3 e C_4 . O valor de C_3 foi obtido da seguinte forma:

$$C_3 = \frac{DI_{C_3}}{\Delta V_{C_3} f_s} \quad (342)$$

Segundo a equação (270), o valor de I_{C_3} é igual ao valor da corrente I_{L_2} . Com isso, pode-se escrever a seguinte equação:

$$I_{C_3} = I_{L_2} = \frac{I_{Lm}}{a} - I_o = \frac{I_{Lm}}{a} - \frac{V_o}{R} \quad (343)$$

A equação (343) mostra que é possível relacionar, de forma aproximada, a corrente do indutor I_{L_2} com a corrente de magnetização. Vale ressaltar que essa relação ocorre considerando-se os valores médios das correntes. Feito isso, precisa-se encontrar um equacionamento para ΔV_{C_3} . O fator de ondulação escolhido para o capacitor C_3 foi de 5% do valor da tensão V_{C_3} . A equação (309) mostra o equacionamento para V_{C_3} , assim, pode-se fazer o que segue:

$$\Delta V_{C_3} = F_{ond_{C_3}} V_{C_3} = F_{ond_{C_3}} k a V_{in} \quad (344)$$

Onde $F_{ond_{C_3}}$ é o fator de ondulação escolhido para a tensão do capacitor C_3 . Substituindo a equação (343) e (344) na equação (342), tem-se:

$$C_3 = \frac{D \left(\frac{I_{Lm}}{a} - \frac{V_o}{R} \right)}{\left(F_{ond_{C_3}} k a V_{in} \right) f_s} \approx 2u F \quad (345)$$

Por fim, será determinado o valor de C_4 :

$$C_4 = \frac{D I_{C_4}}{\Delta V_{C_4} f_s} \quad (346)$$

Segundo a equação (274), o valor de I_{C_4} é igual ao valor da corrente I_o , mas com sentidos inversos. Considerando em módulo as duas correntes, é possível dizer que seus valores médios são equivalentes na primeira etapa de operação. Dessa forma, I_{C_4} é equacionado da seguinte maneira:

$$I_{C_4} = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (347)$$

Agora, precisa-se encontrar um equacionamento para ΔV_{C_4} . O fator de ondulação escolhido para o capacitor C_4 foi de 1% do valor da tensão V_{C_4} . A equação (316) mostra o equacionamento para V_{C_4} , assim, pode-se fazer o seguinte:

$$\Delta V_{C_4} = F_{ond_{C_4}} V_{C_4} = F_{ond_{C_4}} \frac{V_{in} a k}{1 - D} \quad (348)$$

Onde $F_{ond_{C_4}}$ é o fator de ondulação escolhido para a tensão do capacitor C_4 . Substituindo a equação (347) e (348) na equação (346), tem-se:

$$C_4 = \frac{D \left(\frac{V_o}{R} \right)}{\left(F_{ond_{C_4}} \frac{V_{in} a k}{1 - D} \right) f_s} = 2u F \quad (349)$$

Para os capacitores C_3 e C_4 , foi escolhida a utilização de modelos de capacitores do tipo polipropileno metalizado. No próximo tópico, será realizado o levantamento teórico dos esforços de tensão e de corrente nos semicondutores presentes no conversor estudado neste capítulo.

5.5 Esforços de tensão e de corrente dos semicondutores

Neste tópico, serão apresentados os principais equacionamentos referentes aos esforços teóricos de tensão e de corrente nos semicondutores da topologia estudada em modo de condução contínua. Inicialmente, serão calculados os esforços de tensão e de corrente para interruptor de potência.

A tensão máxima sobre o interruptor de potência pode ser relacionada com o valor de V_{C_1} . Analisando as etapas de operação do conversor, é possível notar que a tensão dos capacitores C_1 e C_2 agem como um grampeador da tensão do interruptor de potência, limitando seu valor máximo. Dessa forma, a equação do valor máximo de tensão no interruptor é apresentada a seguir:

$$V_{S_{max}} = V_{C_1} = \frac{V_{in}}{1 - D} = 58,03 \quad (350)$$

Agora, apresenta-se o equacionamento para o valor médio da tensão sobre o interruptor de potência:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{S_{medio}}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{S_{medio_1}}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{S_{medio_2}}(t) dt \quad (351)$$

Sabendo que, durante a primeira etapa de operação, o interruptor de potência está conduzindo, ou seja, sua tensão é igual a zero, pode-se substituir o valor da equação (350) na equação (351) para encontrar o valor da tensão média sobre o interruptor de potência:

$$V_{S_{medio}} = V_{in}(1 - D) = 26 V \quad (352)$$

O equacionamento para se obter o valor da tensão eficaz sobre o interruptor de potência é mostrado a seguir:

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{S_{eficaz}}(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{S_{eficaz_1}}(t)^2 dt} + \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T v_{S_{eficaz_2}}(t)^2 dt} \quad (353)$$

Substituindo o valor de (350) em (353), encontra-se o valor da tensão eficaz sobre o interruptor de potência:

$$V_{S_{eficaz}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1-D}} = 38,85 \text{ V} \quad (354)$$

Para determinar a corrente máxima do interruptor de potência, será considerada a seguinte equação:

$$I_{S_{max}} = I_{L1_{max}} + I_{Lm_{min}} \quad (355)$$

Onde $I_{Lm_{max}}$ é a corrente máxima que passa através do indutor de magnetização. Para determinar seu equacionamento, faz-se:

$$I_{L1_{max}} = I_{in} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (356)$$

Sabendo que a corrente média que passa através do indutor de magnetização é a corrente de entrada e que a equação (329) apresenta a variação de corrente em L_m , pode-se, então, reequacionar a equação (356) da seguinte forma:

$$I_{L1_{max}} = \frac{P_{in}}{V_{in}} + \frac{V_{in}D}{2L_m f} = 10,56 \text{ A} \quad (357)$$

Portanto, substituindo a equação (357) e (330) na equação (355), tem-se:

$$I_{S_{max}} = \frac{P_{in}}{V_{in}} + \frac{V_{in}D}{2L_m f} + \frac{V_{in}}{R} \left[\frac{(1+D+ak)}{1-D} \right]^2 - \frac{V_{in}DT}{2L_m} = 15,39 \text{ A} \quad (358)$$

O valor médio da corrente que passa no interruptor pode ser determinado usando o seguinte equacionamento:

$$I_{S_{med}} = \frac{I_{S_{max}}}{2} + I_{Lm_{min}} \quad (359)$$

Utilizando a integral do valor médio na equação (359), tem-se.

$$\frac{1}{T} \int_0^T I_{S_{med}}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} I_{S_{med_1}}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T I_{S_{med_2}}(t) dt \quad (360)$$

É importante dizer que o termo $I_{S_{med_2}}$ é igual a zero, pois o interruptor está bloqueado, sendo assim, não passará corrente através dos seus terminais. Dessa forma, a equação para o valor médio do interruptor de potência é:

$$I_{S_{med}} = \left(\frac{2V_o I_o}{V_{in}} + \frac{V_{in} D}{2L_m f} \right) \frac{D}{2} + \left(\frac{V_{in}}{R} \left[\frac{(1+D+ak)}{1-D} \right]^2 + \frac{V_{in} D}{2L_m f} \right) D = 6,92 \text{ A} \quad (361)$$

Para determinar o valor da corrente eficaz do interruptor de potência, deve-se substituir o valor da equação (359) na integral do valor eficaz:

$$\frac{1}{T} \int_0^T (I_{S_{ef}})^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{S_{ef_1}})^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_{S_{ef_2}})^2(t) dt \quad (362)$$

Simplificando a equação (362), obtém-se o valor da corrente eficaz no interruptor de potência do conversor proposto:

$$I_{S_{ef}} = \left[\left(\frac{2V_o I_o}{V_{in}} + \frac{V_{in} D}{2L_m f} \right) \frac{D}{2} \right]^2 + \left[\left(\frac{V_{in}}{R} \left[\frac{(1+D+ak)}{1-D} \right]^2 + \frac{V_{in} D}{2L_m f} \right) D \right]^2 = 9,31 \text{ A} \quad (363)$$

Sabendo que a corrente que passa através do diodo D_1 é igual a corrente que passa através do diodo D_2 , as equações (364), (365) e (366) apresentam o valor máximo, médio e eficaz respectivamente:

$$I_{D_{1max}} = I_{D_{2max}} = \frac{1}{2} \left(I_{in} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \right) = 5,48 A \quad (364)$$

$$I_{D_{1med}} = I_{D_{2med}} = \left(\frac{1-D}{2} \right) \left(\frac{I_{in}}{2} - 3I_o \right) + \left(\frac{DI_o}{f} \right) = 0,55 A \quad (365)$$

$$I_{D_{1ef}} = I_{D_{2ef}} = \left[\frac{\left(\frac{1-D}{2} \right) \left(\frac{I_{in}}{2} - 3I_o \right) + \left(\frac{DI_o}{f} \right)}{1-D} \right]^2 = 1,53 A \quad (366)$$

Os valores máximo, médio e eficaz do diodo D_3 são calculados nas equações (367), (368) e (369) respectivamente:

$$I_{D_{3max}} = \frac{2I_o}{D} = 1,91 A \quad (367)$$

$$I_{D_{3med}} = I_o = 0,53 A \quad (368)$$

$$I_{D_{3ef}} = \sqrt{\frac{D}{3}} \left(\frac{2I_o}{D} \right) = 0,82 A \quad (369)$$

Os valores máximo, médio e eficaz do diodo D_4 são calculados nas equações (370), (371) e (372) respectivamente:

$$I_{D_{4max}} = \frac{2I_o}{1-D} = 2,35 A \quad (370)$$

$$I_{D_{4med}} = I_o = 0,53 A \quad (371)$$

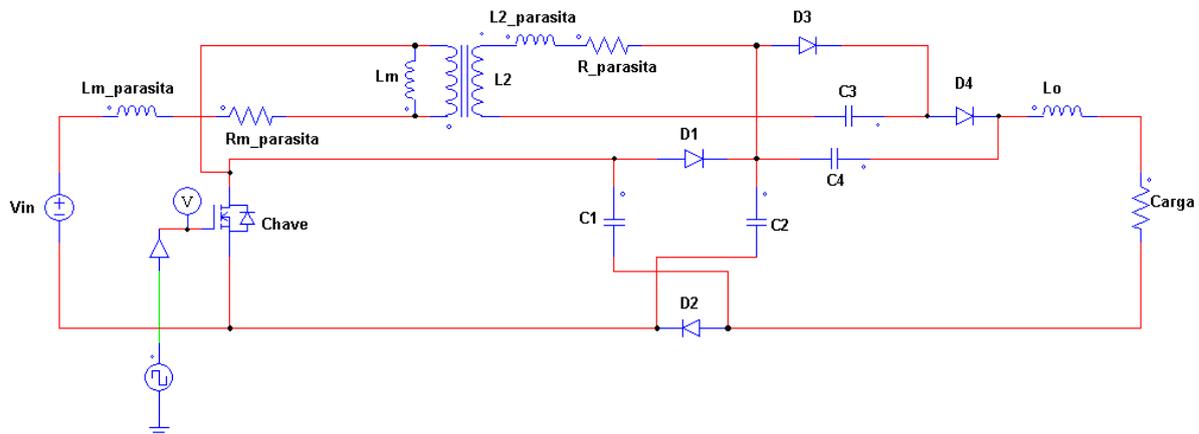
$$I_{D_{4ef}} = \sqrt{\frac{1-D}{2}} \left(\frac{2I_o}{1-D} \right) = 1,11 A \quad (372)$$

No próximo tópico, serão apresentadas as simulações do conversor, calculado com o objetivo de validar o equacionamento obtido.

5.6 Simulação do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCC

Neste tópico, serão apresentadas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos elementos da topologia estudada, obtidas por simulação no programa *Power Simulation* (PSIM®). A Figura 39 mostra o esquemático do conversor simulado.

Figura 39 – Esquemático do conversor utilizado na simulação.



Fonte: Autor

O esquemático da topologia apresentado na Figura 39 foi desenhado usando, como referência, o modelo do transformador real. Mesmo o programa de simulação tendo um modelo de indutância acoplado, após várias tentativas, não foi possível simular o comportamento do conversor de forma adequada.

Dessa forma, foi escolhido o modelo do transformador real para poder emular a indutância de magnetização presente na topologia proposta. A Tabela 2 mostra os valores utilizados na simulação para cada elemento do circuito.

Tabela 2 – Valores teóricos utilizados na simulação.

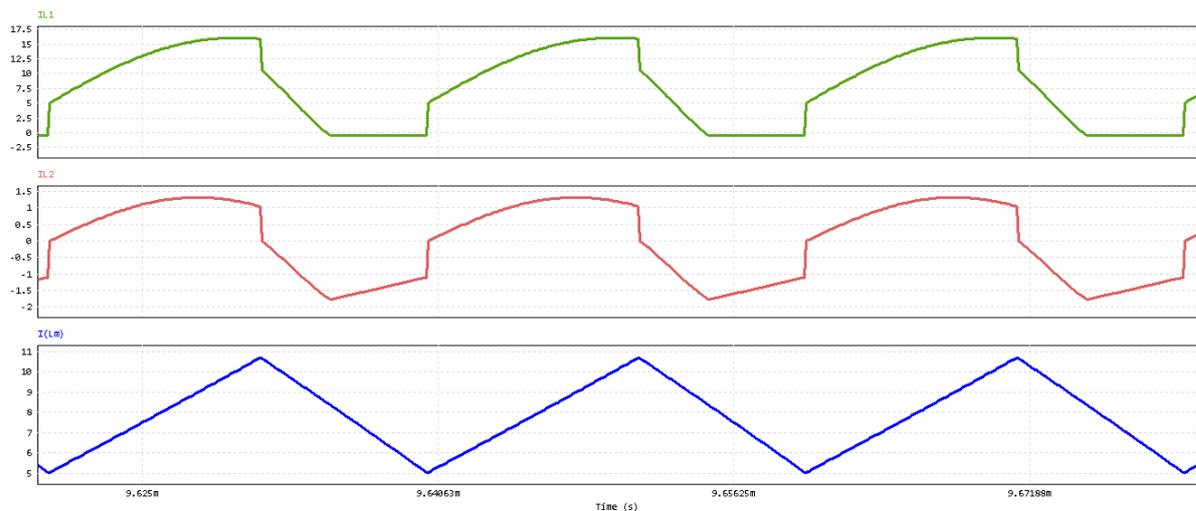
Parâmetros	Especificações
Tensão de entrada	$V_{in} = 26 V_{cc}$
Tensão de saída	$V_o = 380 V_{cc}$
Eficiência teórica	$\eta = 95\%$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Razão cíclica	$D = 0,55$
Indutância de Magnetização	$L_m = 50 \mu\text{H}$
Indutância do Secundário	$L_2 = 1,25\text{mH}$

Indutância de dispersão de Magnetização	$L_{p_m} = 500 \text{ nH}$
Indutância de dispersão do Secundário	$L_{p_2} = 628 \text{ nH}$
Resistência no enrolamento Magnetização	$R_{p_m} = 5 \text{ m}\Omega$
Resistência no enrolamento do Secundário	$R_{p_2} = 10,64 \text{ m}\Omega$
Relação de Transformação	$a = 5$
Indutância de Saída	$L_o = 2,18 \text{ mH}$
Capacitância C_1 e C_2	$C_1 = C_2 = 20 \text{ }\mu\text{F}$
Capacitância C_3 e C_4	$C_3 = C_4 = 2 \text{ }\mu\text{F}$
Resistência de Carga	$R = 722 \text{ }\Omega$

Fonte: Autor

Uma vez determinados todos os valores necessários, a simulação do conversor foi realizada. A Figura 40 mostra os valores de corrente no indutor L_1 , L_m e L_2 .

Figura 40 – Corrente nos indutores L_1 (verde), L_2 (vermelha) e L_m (azul).



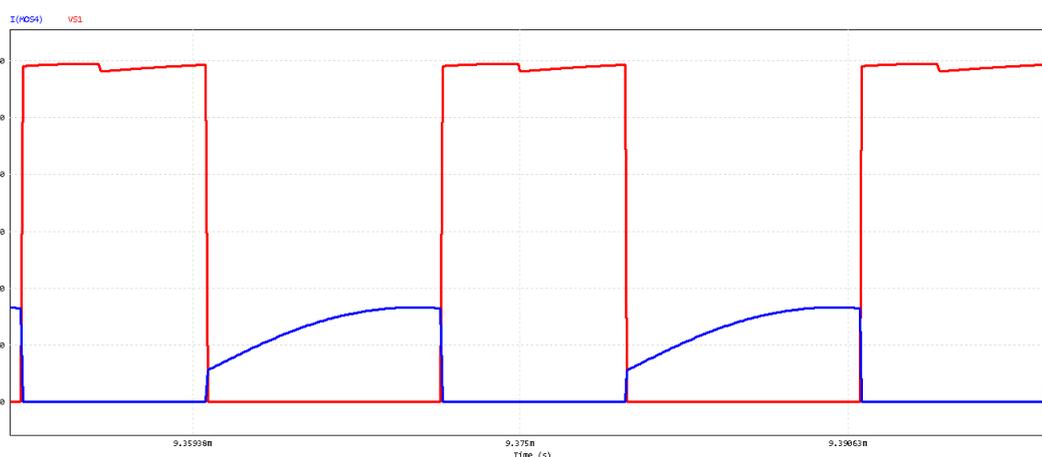
Fonte: Autor

Na Figura 40, pode-se ver as formas de ondas simuladas das correntes nos indutores do circuito. Como mencionado anteriormente, foi utilizado o modelo do transformador real para que se pudesse realizar a medição da corrente de magnetização. É importante ressaltar que a corrente em L_1 é igual à corrente de entrada.

Na simulação, foi obtido um valor médio para a corrente do indutor L_1 de $I_{L_1\text{med}} = 7,85 \text{ A}$, o qual é compatível com o valor calculado, que foi de $7,69 \text{ A}$. Já o valor médio de $I_{L_2\text{med}} \approx 0 \text{ A}$. Isso ocorre, pois o enrolamento do secundário tem a função de armazenar e entregar toda a energia enviada pelo primário, agindo, assim, como um enrolamento de um transformador.

O valor médio da corrente de magnetização encontrado pelo simulador foi de $I_{Lm_{med}} = 7,82 A$, seu valor máximo foi de $I_{Lm_{max}} = 10,68 A$ e seu valor mínimo foi de $I_{Lm_{min}} = 5,03 A$, confirmando, então, os valores obtidos pelos equacionamentos, que foram: 7,70 A, para a corrente média; 10,57 A, para a corrente máxima; e 4,83 A, para o valor de corrente mínima. A Figura 41 mostra a tensão e a corrente no interruptor de potência.

Figura 41 – Corrente (azul) e Tensão (vermelha) no interruptor de potência.

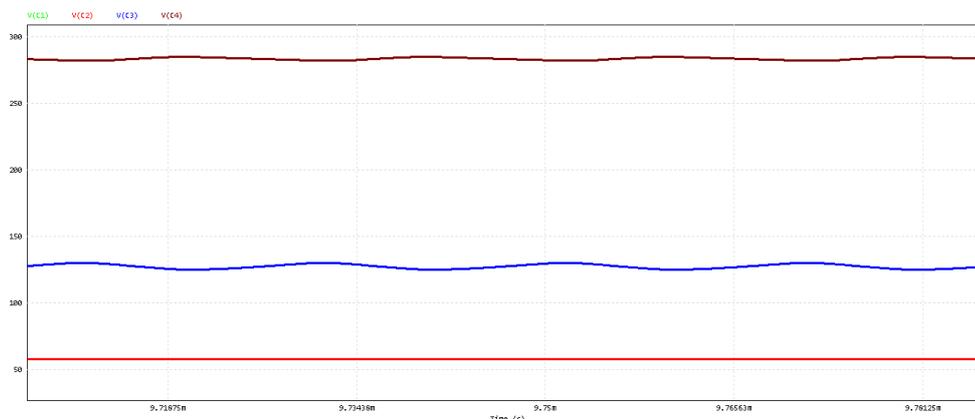


Fonte: Autor

O valor máximo calculado para a tensão no interruptor foi igual a $V_{S_{max}} = 58,03 V$. Esse valor é confirmado pela simulação, em que foi obtido o valor de 59,11 V. É importante lembrar que o valor de tensão máxima no interruptor é grampeado pelo valor de tensão do capacitor C_1 e C_2 . Essa característica do conversor é bastante interessante, pois permite a utilização de interruptores de potência para tensões não tão elevadas e, conseqüentemente, interruptores com valores de resistência de condução (R_{on}) menores, reduzindo, assim, as perdas por condução durante o chaveamento.

O valor máximo da corrente calculado no interruptor foi de $I_{S_{max}} = 15,39 A$ e seu valor obtido por simulação foi igual a 16,28 A; o valor médio calculado foi de $I_{S_{med}} = 6,91 A$ e seu valor simulado foi igual a 6,97 A; e o valor eficaz no interruptor teórico foi de $I_{S_{ef}} = 9,31 A$ e seu valor simulado foi de 9,76 A. A Figura 42 mostra as tensões sobre os terminais dos capacitores presentes na topologia.

Figura 42 –Tensão nos capacitores C_1 e C_2 (vermelho), C_3 (azul) e C_4 (marrom).

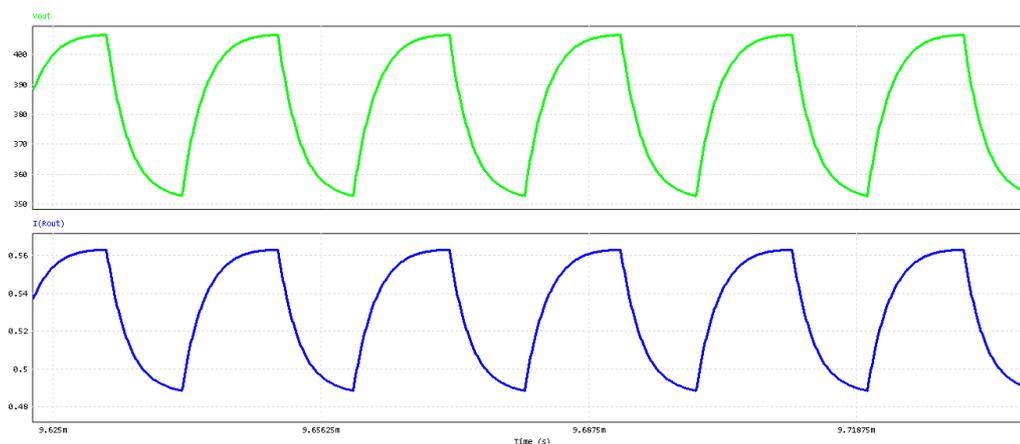


Fonte: Autor

Na Figura 42 nota-se que o valor de tensão $V_{C_1} = V_{C_2} = 57,93 V$. Isso ocorre, pois, na segunda etapa de operação, os capacitores C_1 e C_2 carregam em paralelo; como os dois possuem a mesma capacitância, as tensões sobre seus terminais também são iguais. Esses dois capacitores são os responsáveis por grampear a tensão sobre os terminais do interruptor.

O valor da tensão no capacitor C_3 , simulado, foi de $V_{C_3} = 127,50 V$, já seu valor calculado foi igual a $130 V$. Por fim, o valor calculado da tensão sobre C_4 foi de $V_{C_4} = 290,18 V$, e seu valor simulado foi de $283,54 V$. A Figura 43 mostra a tensão e a corrente de saída.

Figura 43 –Tensão (verde) e corrente (azul) de saída do conversor.



Fonte: Autor

A Figura 43 mostra as formas de ondas da tensão e da corrente de saída do conversor proposto. O valor da tensão de saída do conversor obtido na simulação foi de $V_o = 379,86 V$, já seu valor calculado foi de $380 V_{cc}$. O valor de corrente de saída calculado foi de $I_o = 0,53 A$, já seu valor simulado foi de $0,53 A$.

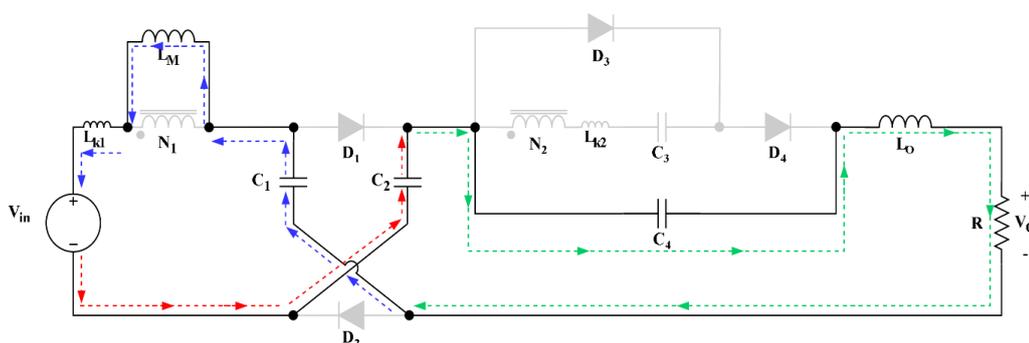
Dessa forma, pode-se dizer que todos os valores obtidos por simulação validam os valores obtidos pelo equacionamento da topologia proposta, realizado anteriormente. No próximo tópico, serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa para o conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD.

5.7 Análise qualitativa e quantitativa do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD

Para a análise do conversor, assumem-se as seguintes condições: a operação ocorre no modo de condução descontínuo (MCD), considerando o comportamento da corrente através da indutância de magnetização, L_m , em regime permanente; as capacitâncias C_1, C_2, C_3, C_4 são grandes o suficiente para que a ondulação de alta frequência possa ser negligenciada; os semicondutores, os capacitores e o indutor do filtro de saída são ideais; o conversor opera com uma frequência de comutação fixa, usando modulação convencional de largura de pulso (PWM).

Quando submetido ao MCD, o conversor proposto apresentou uma nova etapa de operação. Dessa forma, o conversor obteve quatro etapas de operação para o seu funcionamento total, das quais, as três primeiras são exatamente iguais às três etapas de operação quando a topologia foi testada em MCC. Portanto, neste tópico, será analisada somente a nova etapa de operação encontrada e seus respectivos desdobramentos para o funcionamento do conversor. A Figura 44 mostra a nova etapa de operação.

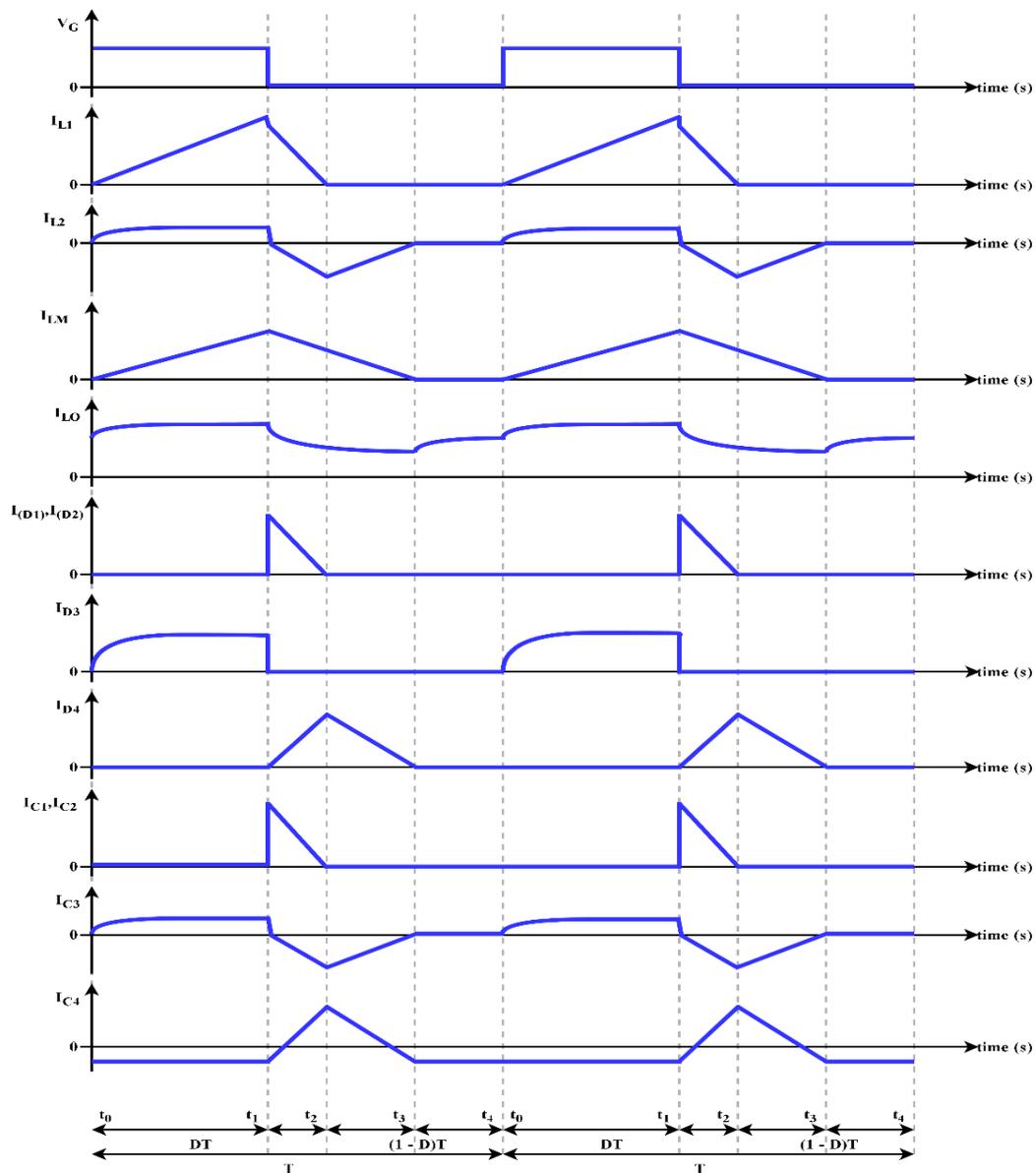
Figura 44 – Quarta etapa de operação do conversor *Boost* de alto ganho.



Fonte: Autor

A Figura 45 mostra as formas de ondas ideais para a topologia do Boost com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD.

Figura 45 – Formas de onda ideais do *Boost* MCD com indutor acoplado, CDC e CMT.



Fonte: Autor

Durante o intervalo de tempo de $(t_3 - t_4)$, o interruptor de potência permanece desligado. Os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 estão reversamente polarizados. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 estão descarregados, já o capacitor C_4 descarrega a sua energia armazenada para a saída. O indutor L_m encontra-se descarregado, juntamente com indutor L_2 .

A energia armazenada em L_0 é fornecida à saída durante essa etapa. A seguir, seguem os equacionamentos das tensões e das correntes nos principais elementos do circuito da quarta etapa de operação, que é finalizado quando o interruptor é ligado novamente, e o ciclo se repete.

$$V_{L_m} = 0 \quad (373)$$

$$V_{L_1} = 0 \quad (374)$$

$$V_{L_2} = 0 \quad (375)$$

$$V_{L_o} = (2V_{C_2} + V_{C_4} - V_{in}) - V_o \quad (376)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (377)$$

$$V_s = V_{C_1} \quad (378)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} \quad (379)$$

$$V_{D_4} = V_{C_1} - V_{C_4} \quad (380)$$

$$I_{L_m} = 0 \quad (381)$$

$$I_{L_1} = -I_o \quad (382)$$

$$I_{L_2} = 0 \quad (383)$$

$$I_{L_o} = I_o \quad (384)$$

$$I_s = 0 \quad (385)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (386)$$

$$I_{C_4} = -I_o \quad (387)$$

Após a análise qualitativa do conversor em MCD será realizada a análise quantitativa do conversor *Boost*, com indutor acoplado, com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão.

A análise quantitativa será feita determinando os principais equacionamentos de cada etapa de operação do conversor, já mostrada anteriormente. Inicialmente, será determinada a relação matemática entre L_m , L_2 , L_o , L_{k1} e L_{k2} .

Diferentemente da análise quantitativa realizada para o modo MCC, na análise MCD, será necessária a separação entre as etapas de funcionamento, mesmo que seus valores permaneçam os mesmos entre as etapas 2 e 3, pois a separação entre os tempos é um fator primordial para que se possa realizar os cálculos para a obtenção dos valores dos principais elementos do circuito.

$$v_{L_m}(t) = \begin{cases} V_{Lm11} = V_{in}, & 0 < t < DT \\ V_{Lm12} = V_{in} - V_{C1}, & DT < t < D_1T \\ V_{Lm13} = k(V_{in} - V_{C1}), & D_1T < t < D_2T \\ V_{Lm14} = 0, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (388)$$

$$v_{L_2}(t) = \begin{cases} V_{L21} = kaV_{in}, & 0 < t < DT \\ V_{L22} = V_{C3} - V_{C4}, & DT < t < D_1T \\ V_{L23} = V_{C3} - V_{C4}, & D_1T < t < D_2T \\ V_{L24} = 0, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (389)$$

$$v_{L_o}(t) = \begin{cases} V_{L_o31} = -V_o + 2V_{C1} + V_{C4}, & 0 < t < DT \\ V_{L_o32} = -V_o + V_{C1} + V_{C4}, & DT < t < D_1T \\ V_{L_o33} = -V_o + V_{C1} + V_{C4}, & D_1T < t < D_2T \\ V_{L_o34} = -V_o + 2V_{C2} - V_{in} + V_{C4}, & D_2T < t < T \end{cases} \quad (390)$$

Onde $v_{L_m}(t)$, $v_{L_2}(t)$ e $v_{L_o}(t)$ são as tensões instantâneas sobre os terminais dos indutores L_m , L_2 e L_o respectivamente para o modo MCD. Os subscritos “1”, “2”, “3” e “4” referem-se aos valores instantâneos de tensão durante o primeiro, o segundo, o terceiro e a quarta etapa de operação do conversor respectivamente. Por fim, “D” refere-se à faixa de tempo $(t_0 - t_1)$, sendo que “D₁” faz referência à faixa de tempo $(t_1 - t_2)$ e “D₂” diz da faixa de tempo $(t_2 - t_3)$.

Sabendo que, para indutores ideais, o valor médio de sua tensão deve ser igual a zero, chega-se ao seguinte equacionamento:

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_1T} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{D_1T}^{D_2T} v_{L_m}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{D_2T}^T v_{L_m}(t) dt = 0 \quad (391)$$

Simplificando as integrais da equação (391) e substituindo a equação (388), tem-se:

$$V_{Lm11}DT + V_{Lm12}(D_1 - D)T + V_{Lm13}(D_2 - D_1)T + V_{Lm14}(1 - D_2)T = 0 \quad (392)$$

$$V_{C2} = V_{C1} = \frac{D_2 V_{in}}{(D_2 - D)} \quad (393)$$

Partindo-se da mesma ideia utilizada na equação (391), considera-se que o valor médio da tensão sobre os terminais do indutor L_2 é igual a zero. Dessa forma, encontra-se a seguinte equação:

$$\int_0^{DT} v_{L2}(t)dt + \int_{DT}^{D_1T} v_{L2}(t)dt + \int_{D_1T}^{D_2T} v_{L2}(t)dt + \int_{D_2T}^T v_{L2}(t)dt = 0 \quad (394)$$

Simplificando as integrais da equação (394) e substituindo a equação (389), tem-se:

$$V_{L21}DT + V_{L22}(D_1 - D)T + V_{L23}(D_2 - D_1)T + V_{L24}(1 - D_2)T = 0 \quad (395)$$

$$V_{C3} - V_{C4} = \frac{-kaV_{in}D}{(D_2 - D)} \quad (396)$$

Da mesma forma que acontece no modo MCC, pode-se considerar que, no modo MCD, a corrente através de L_2 possui um valor reduzido. Portanto, a tensão V_{C3} tem o valor igual ao valor de tensão da indutância do secundário. Dessa forma, tem-se que a equação da tensão no capacitor C_3 é igual a:

$$V_{C3} = V_{L21} = aV_{Lm1} = kaV_{in} \quad (397)$$

Portanto, substituindo a equação (397) na equação (396), tem-se:

$$V_{C4} = kaV_{in} \left[\frac{D_2}{(D_2 - D)} \right] \quad (398)$$

Para o indutor de saída L_o , pode-se realizar a mesma ideia utilizada nos cálculos da tensão média dos indutores L_m e L_2 . Portanto, sabendo que a tensão média no indutor L_o deve ser igual a zero, tem-se o seguinte equacionamento:

$$\int_0^{DT} v_{Lo}(t)dt + \int_{DT}^{D_1T} v_{Lo}(t)dt + \int_{D_1T}^{D_2T} v_{Lo}(t)dt + \int_{D_2T}^T v_{Lo}(t)dt = 0 \quad (399)$$

Simplificando as integrais da equação (399) e substituindo a equação (390), tem-se:

$$V_{in}[D_2 - 1] + \frac{D_2V_{in}}{(D_2 - D)}[D - D_2 + 2] + kaV_{in} \left[\frac{D_2}{(D_2 - D)} \right] = V_o \quad (400)$$

Simplificando e reordenando as variáveis da equação (400), obtém-se o equacionamento do ganho estático do conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCD.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D + (k-1)D^2 + (1 + ka - kD + D)D_2}{(D_2 - D)} \quad (401)$$

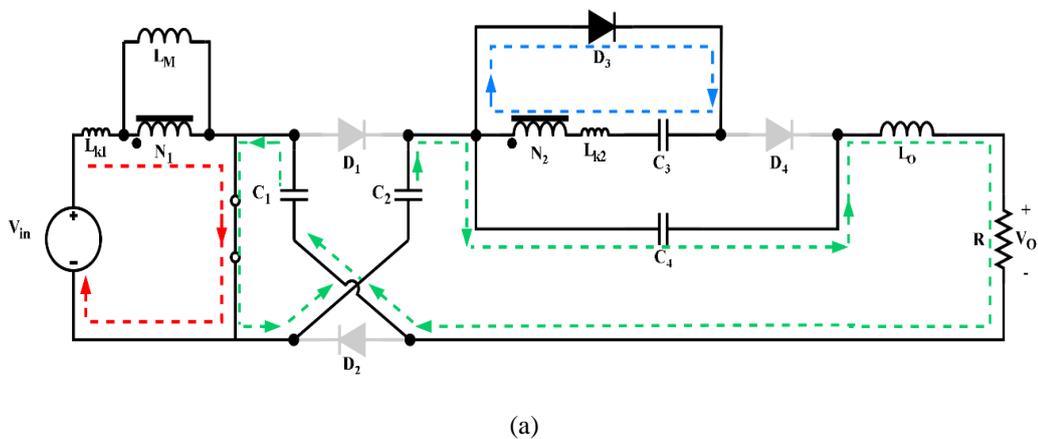
A equação (401) apresenta o ganho estático do conversor analisado. É possível notar que o termo “ D_2 ” aparece na equação. Esse termo é referente a faixa de razão cíclica durante o período ($t_2 - t_3$). Para descobrir esse valor, será necessário realizar uma avaliação das correntes no conversor. Para isso, serão feitas algumas considerações.

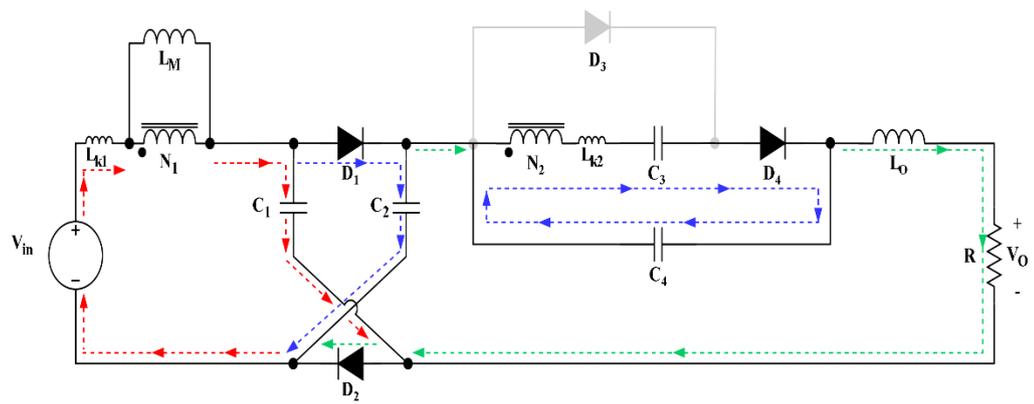
O coeficiente de acoplamento magnético aparece na equação final do ganho estático, mas, como ele está associado à relação de transformação, sua influência no valor final do ganho é reduzida. Portanto, para efeitos de cálculo, será considerado que o valor de acoplamento magnético entre os indutores acoplados tem um valor unitário. Dessa forma, a equação (401) é reescrita a seguir:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D + D_2(1 + a)}{(D_2 - D)} \quad (402)$$

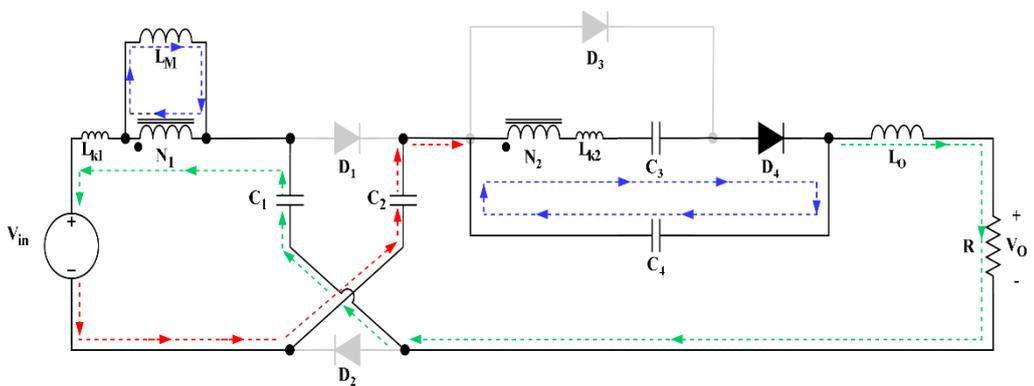
As Figuras 46 (a), (b), (c) e (d) mostram, respectivamente, as quatro etapas de operação do conversor em MCD.

Figura 46 – Etapas de operação do conversor *Boost* em MCD.

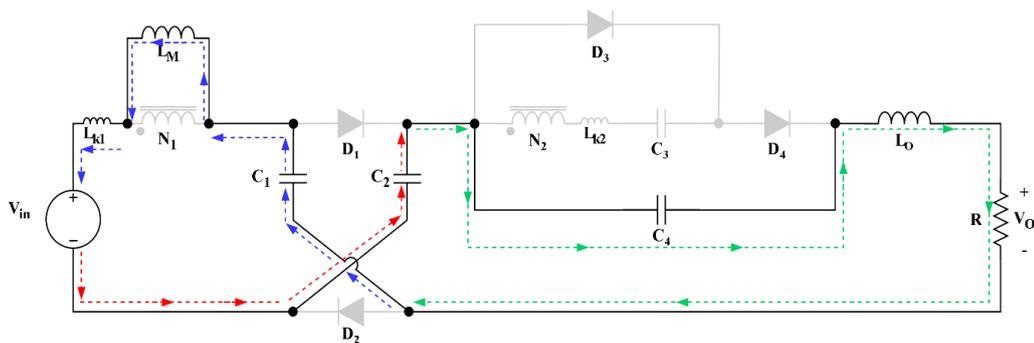




(b)



(c)



(d)

Fonte: Autor

Realizadas as considerações sobre a primeira etapa de operação (0 a DT) em MCD, tem-se a seguinte relação entre as correntes no circuito:

$$I_i = I_{L1} \quad (403)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (404)$$

$$I_{Lmmin} = 0 \quad (405)$$

$$I_{Lmmax} = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (406)$$

$$i_{Lm}(t) = -I_o + \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t \quad (407)$$

$$I_{L2} \approx 0 \quad (408)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = -I_o \quad (409)$$

$$I_{C3} = I_{L2} \approx 0 \quad (410)$$

$$I_{C4} = -I_o \quad (411)$$

$$I_{L0} = I_o \quad (412)$$

Para a segunda etapa de operação (DT a D₁T) em MCD, será necessária a realização de alguns equacionamentos. Inicialmente, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_i = I_{L1} \quad (413)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{Lm}}{L_m} (D_2 - D)T \quad (414)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{L1}}{L_m} (D_1 - D)T \quad (415)$$

$$I_{Lmmin} = 0 \quad (416)$$

$$I_{Lmmax} = -I_o + \frac{DTkV_{in}}{L_m} \quad (417)$$

$$I_{L2} = -I_{C3} = \frac{I_{Lm} - I_{L1}}{a} \quad (418)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{L1} - I_o}{2} \quad (419)$$

$$I_{C4} = I_{L2} - I_o \quad (420)$$

Para determinar a equação de $i_{Lm}(t)$, deve-se substituir a equação (388) e (393) na equação (414). Dessa forma, tem-se:

$$i_{Lm}(t) = \frac{DkV_{in}}{L_m(D_2 - D)} (D_2T - t) - I_o \quad (421)$$

Para determinar a equação de $i_{L1}(t)$, deve-se substituir a equação (388) e (393) na equação (415). Dessa forma, tem-se:

$$i_{L_1}(t) = \frac{DkV_{in}}{L_m(D_1 - D)}(D_1T - t) - I_o \quad (422)$$

É importante explicar que, tanto para se obter a equação de $i_{L_m}(t)$, como a equação $i_{L_1}(t)$, foi utilizado a teoria de determinação do coeficiente da reta da geometria analítica. Além disso, o momento escolhido para a determinação da reta foi o de descarga dos indutores, pois, somente nesse momento, seria possível encontrar uma relação entre os tempos D_1T e D_2T .

Para determinar o valor de $i_{L_2}(t)$, deve-se substituir as equações (421) e (422) na equação (418). Dessa forma, tem-se:

$$i_{L_2}(t) = \frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)(D_1 - D)}(t - DT)(D_2 - D_1) \quad (423)$$

Para determinar o valor de $i_{C_1}(t)$, deve-se substituir as equações (422) na equação (419). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C_1}(t) = \frac{DkV_{in}}{2L_m(D_1 - D)}(D_1T - t) - I_o \quad (424)$$

Para determinar o valor de $i_{C_4}(t)$, deve-se substituir as equações (423) na equação (420). Dessa forma, tem-se:

$$i_{C_4}(t) = \frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)(D_1 - D)}(t - DT)(D_2 - D_1) - I_o \quad (425)$$

Para a terceira etapa de operação (D_1T a D_2T) em MCD, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_{L_1} = 0 \quad (426)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = -I_o \quad (427)$$

$$I_{C_3}(t) = -I_{L_2}(t) = -\frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)}(D_2T - t) \quad (428)$$

$$I_{C_4}(t) = I_{L_2}(t) - I_o = \frac{DkV_{in}}{aL_m(D_2 - D)}(D_2T - t) - I_o \quad (429)$$

Para a quarta etapa de operação (D_2T a T) em MCD, pode-se estabelecer as seguintes relações entre as correntes do circuito:

$$I_{Lm} = -I_o \quad (430)$$

$$I_{L2} = 0 \quad (431)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = -I_o \quad (432)$$

$$I_{C3} = 0 \quad (433)$$

$$I_{C4} = -I_o \quad (434)$$

Para se obter o valor de D_2 e, conseqüentemente, obter a equação final do ganho estático para o modo MCD do conversor estudado, será considerado que o valor da corrente média em um capacitor ideal é igual a zero. Dessa forma, pode-se dizer, então, que:

$$I_{C1_{med}} = I_{C2_{med}} = 0 \quad (435)$$

Portanto, integrando o valor médio da corrente no capacitor C_1 e substituindo as equações (409), (424), (427) e (432) na integral, tem-se:

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} -I_o dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_1T} \frac{DkV_{in}(D_1T - t)}{2L_m(D_1 - D)} - I_o dt + \frac{1}{T} \int_{D_1T}^{D_2T} -I_o dt + \frac{1}{T} \int_{D_2T}^T -I_o dt = 0 \quad (436)$$

Realizando simplificações na equação (436), chega-se à equação que determina o valor de D_1 , como mostrado a seguir:

$$D_1 = D + \frac{4I_oL_m}{DTV_{in}k} \quad (437)$$

Pode-se fazer da mesma forma com o capacitor C_4 . Considerando que o valor da corrente média no capacitor C_4 é igual zero e substituindo as equações (411), (425), (429) e (434) na integral, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^{DT} -I_o dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_1T} \frac{DkV_{in}(D_2 - D_1)(t - DT)}{aL_m(D_2 - D)(D_1 - D)} - I_o dt \\ + \frac{1}{T} \int_{D_1T}^{D_2T} \frac{DkV_{in}(D_2T - t)}{aL_m(D_2 - D)} - I_o dt + \frac{1}{T} \int_{D_2T}^T -I_o dt = 0 \end{aligned} \quad (438)$$

Realizando simplificações na equação (438) chega-se à equação que determina o valor de D_2 , como mostrado a seguir:

$$D_2 = D_1 + \frac{2aL_m I_o}{DV_{in}kT} \quad (439)$$

Substituindo a equação (437) na equação (439), tem-se:

$$D_2 = D + \frac{4I_o L_m}{DTV_{in}k} + \frac{2aI_o L_m}{DTV_{in}k} \rightarrow D_2 - D_1 = \frac{2aI_o L_m}{DTV_{in}k} \quad (440)$$

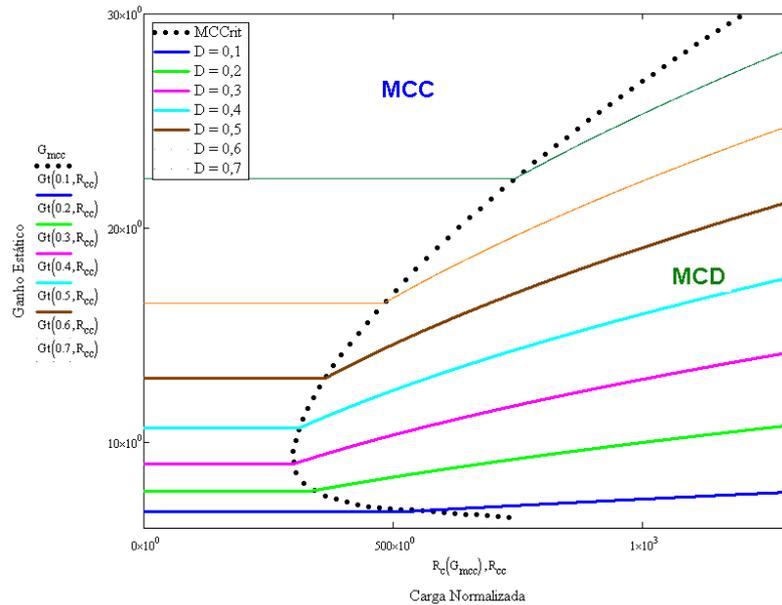
Uma vez encontrada a equação que representa a diferença entre $D_2 - D_1$, basta realizar a substituição na equação do ganho estático, que se terá o ganho estático do conversor estudado no modo descontínuo. Portanto, substituindo a equação (440) na equação (402) e considerando que o acoplamento magnético é unitário, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D + (1+a) \left[D + \frac{I_o L_m}{DTV_{in}} (4+2a) \right]}{\left(D + \frac{I_o L_m}{DTV_{in}} (4+2a) - D \right)} \rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+a}{2} + \sqrt{\frac{(1+a)^2}{4} + \frac{R_o D^2 T}{2L_m}} \quad (441)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+a}{2} + \sqrt{\frac{(1+a)^2}{4} + \frac{R_o D^2 T}{2L_m}} \quad (442)$$

A equação (442) apresenta o valor do ganho estático do conversor estudado em modo de condução descontínuo. A Figura 47 mostra a curva característica de funcionamento do conversor considerando os funcionamentos em MCC e MCD.

Figura 47 – Curva característica de funcionamento do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT.

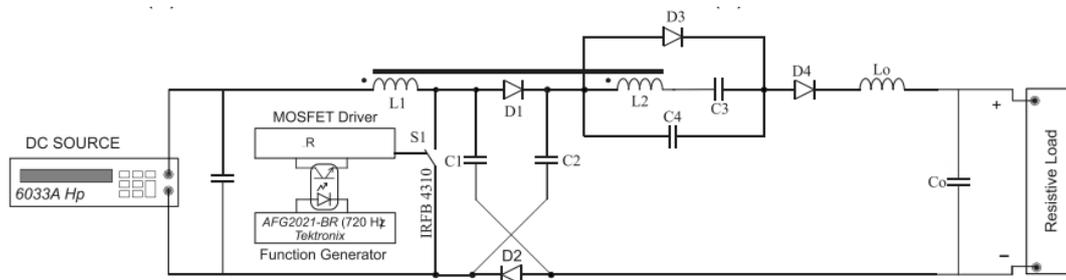


Fonte: Autor

5.8 Resultados experimentais do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCC

Neste tópico, serão apresentados os principais resultados experimentais do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT, em MCC. O conversor foi implementado em laboratório seguindo a disposição dos equipamentos mostrada na Figura 48. A Tabela 3 mostra os valores e as especificações dos componentes utilizados para a elaboração do protótipo, e a Figura 49 (a) e (b) mostra a foto das duas faces do protótipo implementado.

Figura 48 –Esquemático do sistema montado para o experimento.



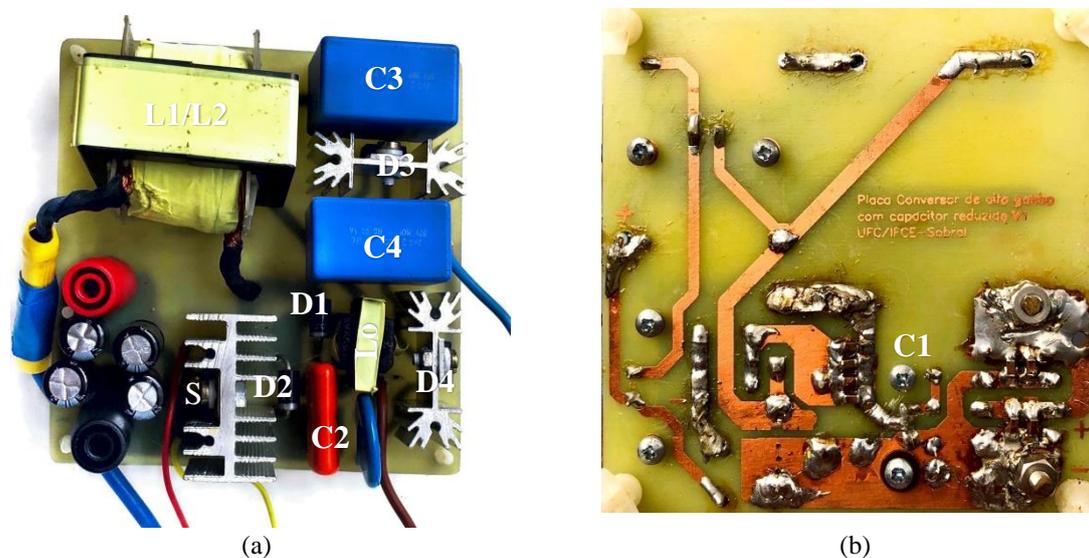
Fonte: Autor

Tabela 3 – Valores e especificações dos componentes utilizados para a elaboração do protótipo.

Parâmetros	Especificações
Tensão de entrada	$V_{in} = 26 V_{cc}$
Tensão de saída	$V_o = 380 V_{cc}$
Potência	$P_o = 200 W$
Eficiência teórica	$\eta = 95\%$
Frequência de comutação	$f_s = 50 kHz$
Razão cíclica	$D = 0.56$
Ondulação de corrente em L_1	$\Delta i_L = 70\% \cdot I_i$
Ondulação de corrente em L_o	$\Delta i_{L_o} = 25\% \cdot I_o$
Interruptor de potência	MOSFET IRFB4310 - Infineon
Diodos D_1, D_2	Schottky diodo MBR580 - Vishay
Diodos D_3, D_4	Schottky diodo IDT02S60C - Infineon
Capacitores C_1, C_2	4×10 μF /100 V capacitor multicamadas cerâmico (MLCCs)
Capacitores C_3, C_4	2 μF /400 V capacitor de polipropileno metalizado MKP-379 - Vishay
	$L_m = 50 \mu H$
	Core: MMT140EE4012 - Magmattec
Indutores acoplados	$N_1:N_2 = 1:5$
	$L_1 = 48 \mu H$, 11 turns, 18×AWG25
	$L_2 = 1.2 mH$, 55 turns, 3×AWG27
Indutor de saída	$L_o = 2 mH$, core NEE 20/10/5 – IP12R by Thornton, 107 turns, 1×AWG26

Fonte: Autor

Figura 49 – Protótipo do conversor: (a) Face superior do conversor e (b) Face inferior.

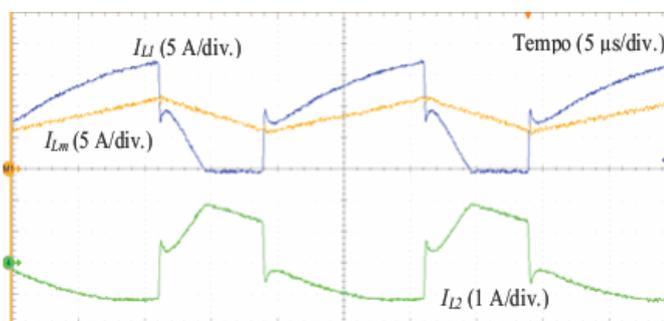


Fonte: Autor

A Figura 49 mostra o protótipo implementado no laboratório. Para os capacitores C_1 e C_2 , foram utilizados capacitores *multilayer ceramic surface-mounted device* (SMD), que foram conectados à camada inferior da placa de circuito impresso (PCB). Além disso, os quatro capacitores eletrolíticos e os quatro capacitores SMDs mostrados no canto inferior esquerdo da Figura 49 (a) e no canto inferior direito da Figura 49 (b), respectivamente, estão conectados em paralelo com a fonte de tensão de entrada e são usados apenas para evitar ruídos.

A seguir, serão apresentadas as principais formas de ondas retiradas dos testes realizados com o protótipo. A Figura 50 mostra as correntes através dos indutores L_m , L_2 e L_1 .

Figura 50 – Corrente através dos indutores L_m , L_1 e L_2 .

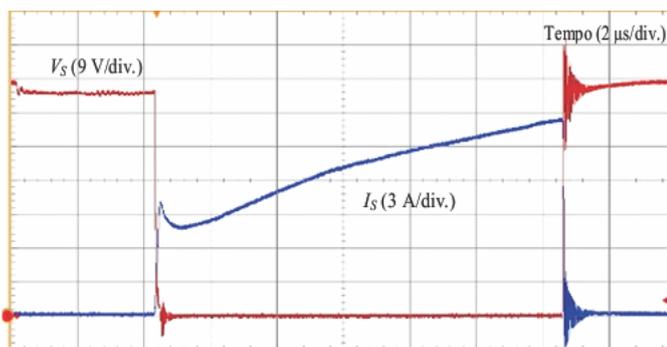


Fonte: Autor

Vale ressaltar que a corrente através da indutância de magnetização foi obtida a partir das formas de onda de L_1 e L_2 , mencionadas anteriormente, usando a função matemática

do osciloscópio. Observa-se que a corrente através de L_m não se torna nula durante o período de comutação, denotando, assim, a operação em CCM. A Figura 51 mostra a tensão e a corrente no interruptor de potência do circuito.

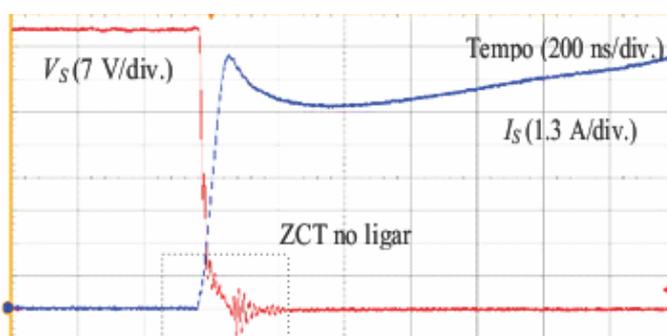
Figura 51 – Tensão e corrente no interruptor de potência.



Fonte: Autor

Pode-se ver, na Figura 51, que a tensão através do interruptor de potência não excede $60 V_{cc}$, sendo bem menor do que a tensão de saída, permitindo, então, a utilização de transistores de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico (MOSFETs) com baixa resistência de condução. Isso ocorre devido ao grampeamento do capacitor C_1 presente na célula diodo-capacitiva. A Figura 52 mostra uma visão mais detalhada da tensão e da corrente no interruptor de potência.

Figura 52 – Zoom da Tensão e da corrente no interruptor de potência no ligar.



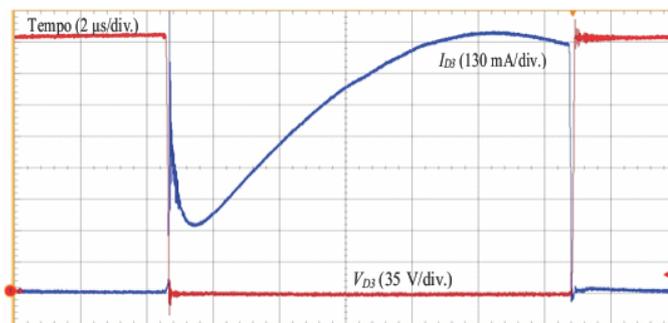
Fonte: Autor

A Figura 52 apresenta um *Zoom* da tensão e da corrente no interruptor de potência no ligar. Esse detalhamento revela que o interruptor opera sob condição de transição em

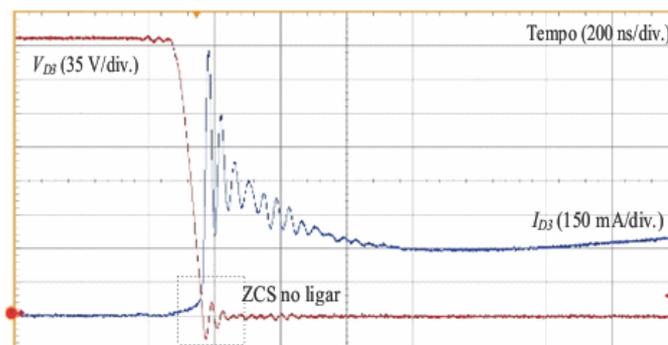
corrente zero (ZCT) no ligar. Isso ocorre devido à indutância de dispersão, contribuindo, assim, para a redução das perdas por comutação.

As Figuras 53 (a), (b) e (c) mostram a tensão e a corrente no interruptor de potência no diodo D_3 , uma visão mais detalhada da tensão e da corrente no diodo D_3 no ligar e uma visão mais detalhada da tensão e da corrente no diodo D_3 no desligar, respectivamente.

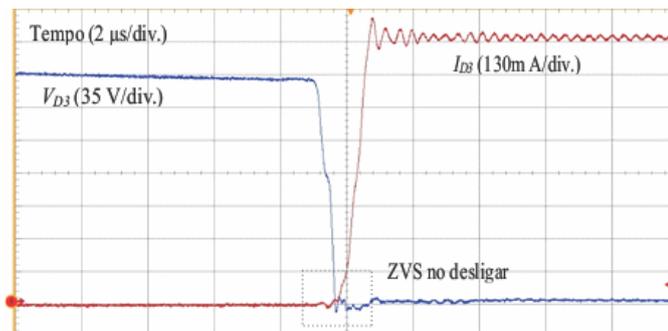
Figura 53 – (a) Tensão e corrente no interruptor de potência no diodo D_3 , (b) Zoom da tensão e da corrente no diodo D_3 no ligar e (c) Zoom da tensão e da corrente no diodo D_3 no desligar.



(a)



(b)



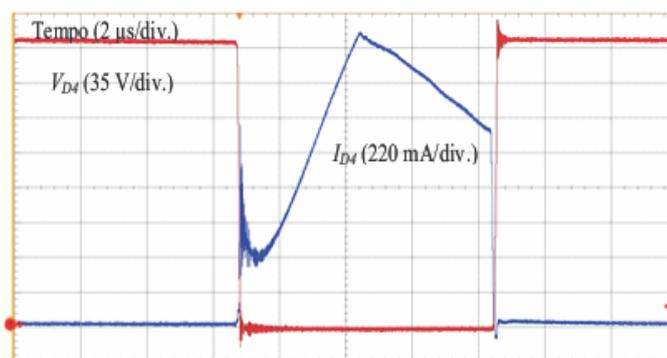
(c)

Fonte: Autor

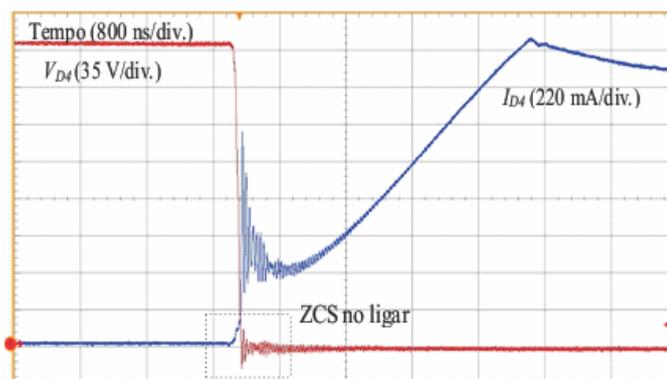
As formas de onda de corrente e tensão do diodo D_3 são apresentadas na Figura 53 (a). As formas de ondas detalhadas, mostradas nas Figuras 53 (b) e 53 (c), apresentam que, ao ligar, o diodo D_3 opera em ZCS, e, ao desligar, opera em ZVS, respectivamente. Isso se deve à indutância de dispersão L_{k2} , que auxilia na comutação suave da D_3 .

Vale ressaltar que, caso seja inserido no circuito um pequeno indutor externo ao circuito com a função de elevar o valor de L_{k2} , pode permitir o uso de diodos lentos para aliviar o fenômeno de recuperação reversa. As Figuras 54 (a), (b) e (c) mostram a tensão e a corrente no interruptor de potência no diodo D_4 , uma visão mais detalhada da tensão e da corrente no diodo D_4 no ligar e uma visão mais detalhada da tensão e da corrente no diodo D_4 no desligar, respectivamente.

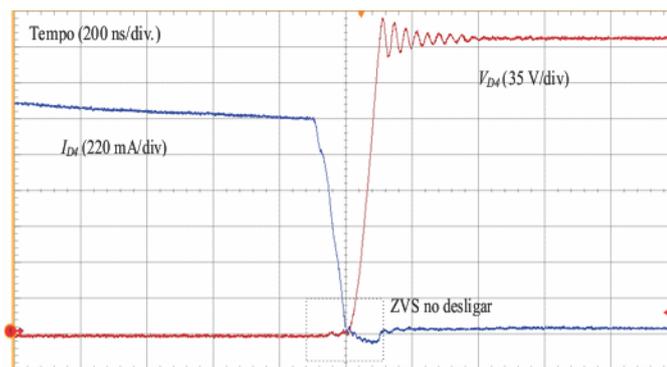
Figura 54 – (a) Tensão e corrente no interruptor de potência no diodo D_4 , (b) *Zoom* da tensão e da corrente no diodo D_4 no ligar e (c) *Zoom* da tensão e da corrente no diodo D_4 no desligar.



(a)



(b)



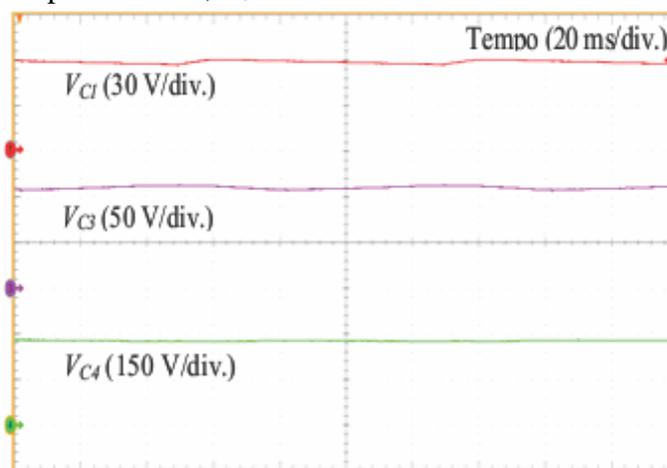
(c)

Fonte: Autor

As formas de onda de corrente e tensão do diodo D_4 são apresentadas na Figura 54 (a). De forma análoga ao comportamento do diodo D_3 , as formas de ondas detalhadas mostradas nas Figuras 54 (b) e (c) mostram que, ao ligar, o diodo D_4 opera em ZCS, e, ao desligar, opera em ZVS, respectivamente.

Isso se deve também à indutância de dispersão L_{k2} , que auxilia na comutação suave da D_4 . A Figura 55 mostra a tensão média entre os terminais dos capacitores C_1 , C_3 e C_4 .

Figura 55 – Tensão média entre os terminais dos capacitores C_1 , C_3 e C_4 .

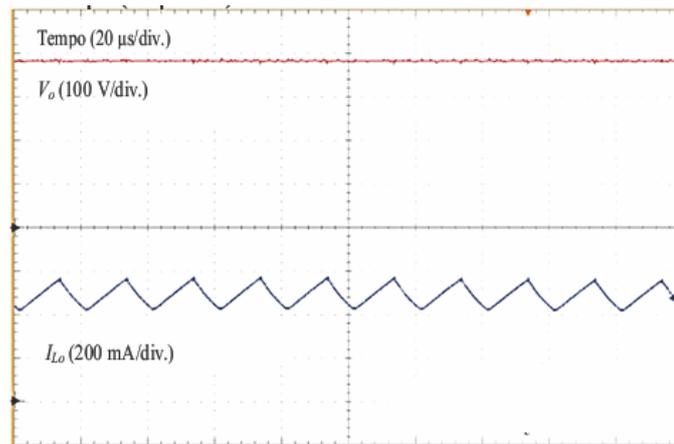


Fonte: Autor

A Figura 55 mostra as tensões sobre os terminais dos capacitores C_1 , C_3 e C_4 . Nota-se que a tensão sobre C_1 é de aproximadamente de $60 V_{cc}$. Esse valor reduzido é bastante importante, pois é este capacitor que é responsável pelo grampeamento de tensão sobre o interruptor de potência.

Além disso, o capacitor C_3 é utilizado na CMT para ampliar o ganho de tensão, e o capacitor C_4 contribui para a redução da variação de tensão no indutor de saída, implicando, assim, a redução do tamanho e do peso dos magnéticos. A Figura 56 mostra a tensão média de saída, assim como a corrente, através do indutor L_o .

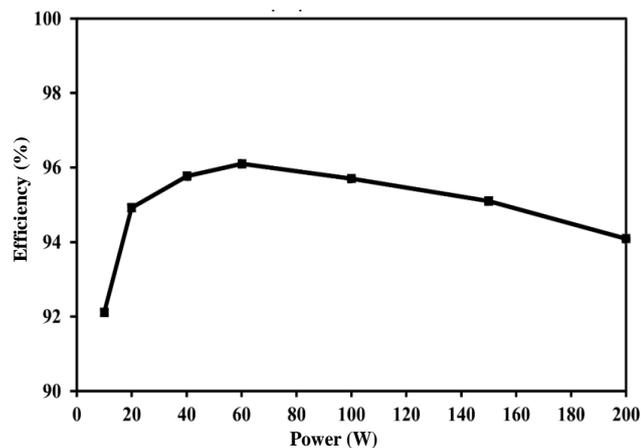
Figura 56 – Tensão média de saída, assim como a corrente, através do indutor L_o .



Fonte: Autor

Na Figura 56, é apresentada a tensão saída do conversor, que possui valor médio de $380 V_{cc}$, com reduzida ondulação, como também é apresentada a corrente, através do indutor L_o , onde essa corrente também possui reduzida ondulação, garantindo, assim, como já discutido anteriormente, valores reduzidos nos pulsos de frequência elevadas. A Figura 57 mostra o rendimento do conversor.

Figura 57 – Rendimento do conversor *Boost* de alto ganho.



Fonte: Autor

O rendimento do conversor foi medido sobre uma ampla gama de potência de saída, como é mostrado na Figura 57. Foi utilizado o modelo de analisador de energia PA4000 da empresa Tektronix. O rendimento obtido foi de 96,2% medida em 60 W, e o rendimento medido na condição de potência nominal foi de 94,35%.

Além da forma de obtenção de rendimento clássico, existem duas outras formas bastante utilizadas na literatura científica: rendimento obtido pelo padrão europeu e rendimento obtido pelo padrão californiano. Esses padrões são indicados para conversores aplicados a sistemas fotovoltaicos (Das; Agarwal, 2016).

As equações (443) e (444) mostram os valores de rendimento do conversor quando aplicados a esses dois padrões.

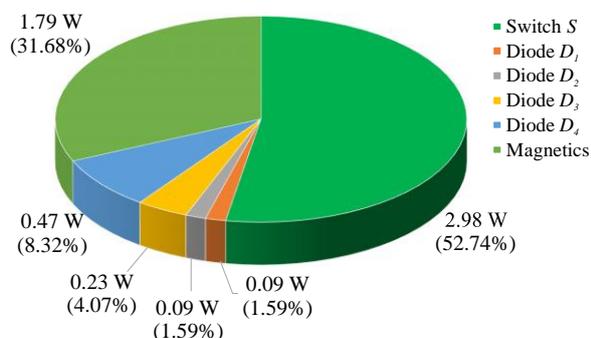
$$\eta_{EURO} = (0,03 \cdot 92,2\%) + (0,06 \cdot 93,1\%) + (0,13 \cdot 94,2\%) + (0,1 \cdot 95,7\%) + (0,48 \cdot 96\%) + (0,2 \cdot 94,7\%) = 95,1\% \quad (443)$$

$$\eta_{CEC} = (0,04 \cdot 93,1\%) + (0,05 \cdot 94,2\%) + (0,12 \cdot 95,7\%) + (0,21 \cdot 96\%) + (0,53 \cdot 95,1\%) + (0,05 \cdot 94,7\%) = 95,1\% \quad (444)$$

Portanto, mesmo possuindo um número considerável de componentes, o conversor apresentou, devido à célula integrada e à dispersão do seu magnético, um elevado rendimento, além de possuir característica de fonte de corrente na saída.

A Figura 58 mostra um gráfico com os valores em porcentagem das perdas retiradas de forma experimental do conversor.

Figura 58 – Perdas experimentais do conversor *Boost* de alto ganho.



Fonte: Autor

Pode-se ver que mais da metade das perdas (52,74%) são oriundas do magnético, ou seja, a escolha de magnéticos com materiais de boa qualidade é uma exigência para essa topologia. Além disso, 31,68% das perdas são oriundas do interruptor de potência. Isso indica que o aumento da frequência de chaveamento do conversor deve ser avaliado com cautela, pois uma frequência muito elevada pode acabar interferindo no rendimento total do conversor.

5.9 Considerações Finais

Neste capítulo, foi realizada uma avaliação quantitativa e qualitativa do conversor *Boost* com indutor acoplado, CDC e CMT, no modo de condução contínua e descontínua. Foi visto que o conversor apresenta um elevado ganho estático para os dois modos, mostrando, assim, que pode ser utilizado para várias aplicações.

Foi visto também que conversores conectados a barramentos CC possuem vantagens quando a característica de suas saídas é equivalente a uma fonte de corrente, pois, uma vez conectados ao barramento, esses conversores não necessitam de equalização entre as tensões do conversor e do sistema, além de evitar pulsos de frequências elevadas que podem danificar os componentes do circuito.

A operação em comutação suave pelos diodos e pelo interruptor de potência auxiliou na redução das perdas totais do conversor, aumentando consequentemente o seu rendimento total, que, em 60 W, atingiu seu pico, de 96,2%. Pode-se ver que a escolha do magnético e do interruptor de potência deve ser realizada com bastante cautela, pois os dois juntos são responsáveis por mais de 80% das perdas totais do conversor na prática.

6 CONCLUSÃO

Apesar da instabilidade monetária brasileira, junto com a pandemia de COVID-19, o Brasil obteve um crescimento significativo quando se trata de ampliação e diversificação da sua matriz energética por acréscimo de fontes renováveis de energia no seu sistema elétrico.

O crescimento da capacidade instalada de fontes renováveis de energia no sistema elétrico brasileiro foi bastante influenciado pelo aumento de prossumidores residenciais (nanorredes), que viram, nas leis e resoluções que regulamentam o sistema de compensação de energia, como a Lei n.º 14.300/2022 e a Resolução Normativa ANEEL n.º 1.059/2023, uma grande oportunidade de economia em suas contas de energia a médio prazo.

Na revisão bibliográfica, foram analisadas várias possibilidades de topologias de conversores CC/CC que poderiam ser aplicadas a nanorredes, entre as quais estão Hasanpour *et al.* (2023), em que é mostrado um conversor de alto ganho com três enrolamentos acoplados e uma célula multiplicadora de tensão (CMT); Sutikno *et al.* (2022) e Ioinovici (2013), em que são apresentadas células elevadoras de tensão ou multiplicadoras de tensão CMT; Sudarsan (2023), em que é mostrado um conversor de alto ganho quadrático, que utiliza uma CMT para auxiliar no seu ganho de tensão e grampeamento passivo; e Schmitz (2023), em que é apresentado um conversor de alto ganho, com célula de ganho de três terminais (CG-3T), e indutores acoplados.

Apesar de todos os conversores analisados possuírem vários pontos favoráveis, como, ondulação reduzida de corrente na entrada, modularidade, estresse de tensão reduzido no interruptor de potência devido a grampeamento capacitivo, *snubber* regenerativo e comutação de diodos e interruptores de potência com transições de tensão e corrente em zero, foi visto que, para se conseguir um elevado ganho de tensão, seria necessário propor uma topologia que combinasse várias técnicas apresentadas nesta tese.

Além disso, Yue *et al.* (2018) concluem, em seu trabalho, que oscilações de tensão acontecem quando, ao se conectar uma carga a um barramento não ideal, há uma redução instantânea no nível de tensão, podendo criar picos de correntes que retornam para o conversor CC/CC.

Yue *et al.* (2018) observou também que conversores com característica de fonte de corrente na saída possuíam menos vulnerabilidade a oscilações quando conectados a barramentos CC em aplicações práticas, pois o indutor de saída limita as oscilações de corrente oriundas do barramento, impedindo, assim, que essas correntes fluam através dos capacitores de saída e, conseqüentemente, reduzam sua vida útil.

Com o intuito de contribuir com o desenvolvimento de novas topologias para sistemas de nanorredes e buscado integrar as principais técnicas das topologias estudadas, este trabalho apresentou uma família de conversores CC/CC de alto ganho, com CFC, célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão aplicada a uma nanorrede CC residencial.

Os conversores propostos foram: a) conversor *Cuk* de alto ganho CC/CC, não isolado, com indutores acoplados, células diodo-capacitivas e células multiplicadoras de tensão em modo de condução descontínua; b) conversor *Zeta* de alto ganho CC/CC, não isolado, com indutores acoplados, células diodo-capacitivas e células multiplicadoras de tensão em modo de condução contínuo e descontínuo; e c) conversor *Boost* de alto ganho CC/CC, não isolado, com indutores acoplados, células diodo-capacitivas e células multiplicadoras de tensão também em modo de condução contínuo e descontínuo.

A análise quantitativa dos três conversores mostrou que, em MCD, os tempos de operação da segunda e da terceira etapa eram exatamente os mesmos, o que significa que ainda que os conversores pertençam a famílias diferentes, família *Boost* e família *Buck-Boost*, e possuam topologias diferentes, o modo de funcionamento dos conversores é bastante semelhante, característica esperada para uma família de conversores.

Neste trabalho, foi simulado e implementado, em laboratório, apenas o conversor *Boost* de alto ganho proposto. Durante os testes em laboratório do protótipo, foi visto que, no interruptor de potência, a tensão em seus terminais era menor do que $60 V_{cc}$, devido ao grameamento do capacitor C_1 , além disso, o interruptor operava sob condição de transição em corrente zero (ZCT) no ligar, devido ao auxílio dado pela indutância de dispersão L_{k1} .

Foi visto também que os diodos D_3 e D_4 operavam em ZCS durante o ligar e, em ZVS, durante o desligar, devido à indutância de dispersão L_{k2} , que auxiliou na comutação suave dos diodos. A operação em ZCT do interruptor, assim como a operação em ZCS e ZVS dos diodos é uma característica bastante favorável ao conversor, pois contribui na redução de perdas por comutação e, conseqüentemente, aumenta a eficiência do protótipo.

Devido à semelhança, pode-se afirmar que os conversores *Cuk* e *Zeta*, apresentados apenas de forma teórica, podem possuir, em seus interruptores de potência e diodos, a mesma operação em comutação ou transição suave, pois, como já apresentado anteriormente, os conversores possuem bastantes semelhanças em seus equacionamentos e pontos de operação.

Apesar disso, ao analisar as perdas do conversor em laboratório, foi visto que 52,74% delas eram oriundas do núcleo magnético e 31,68% eram oriundas do interruptor de potência. Isso mostra que a escolha de magnéticos com materiais de boa qualidade é fundamental para o conversor *Boost* proposto, além disso, a escolha da frequência de operação deve ser realizada

com bastante precisão, pois o aumento da frequência de operação pode aumentar as perdas por comutação e, conseqüentemente, prejudicar o rendimento do sistema.

Com isso, acredita-se que o objetivo do trabalho foi alcançado e a proposição de uma família de conversores de alto ganho para aplicações em nanorrede foi atingida. Foram realizados os principais equacionamentos para os conversores propostos, assim como as suas curvas de cargas normalizadas, com o intuito de se entender os principais pontos de operação de cada conversor.

Outrossim, o conversor *Boost* proposto foi implementado em laboratório para validar os equacionamentos e a topologia estudada. O conversor obteve um rendimento elevado de 96,2% em seu máximo e de 94,35% em seu ponto nominal, mostrando que o conversor é uma boa alternativa para sistemas residenciais em corrente contínua.

Por fim, o autor sugere, para trabalhos futuros, a implementação em laboratório do conversor *Cuk* em MCD, do conversor *Zeta* em MCC e MCD e do conversor *Boost* em MCD, assim como suas variações. Acredita-se que as topologias apresentadas possuem oportunidades de estudo relevantes para aplicações em nanoredes CC.

6.1 Produções Científicas

Esse trabalho foi publicado na revista *International Journal of Circuit Theory and Applications* com o título: *Non-isolated high step-up DC-DC converter based on coupled inductors, diode-capacitor networks, and voltage multiplier cells.*

REFERÊNCIAS

- ASGHARI, Amin; YEGANE, Zeynab Jalili. A high step-up dc–dc converter with high voltage gain and zero-voltage transition. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Semnan, v. 71, n. 7, p. 6946–6954, nov./fev. 2024. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2023.3312434. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10265291/>. Acesso em: 17 maio 2024.
- BOROYEVICH, Dushan; CVETKOVIĆ, Igor; DONG, Dong; BURGOS, Rolando; WANG, Fei; LEE, Fred. Future electronic power distribution systems - a contemplative view. *In: THE INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTIMISATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT*, 12., 2010, Brasov. **Anais [...]**. Brasov: IEEE, 2010. p. 1369–1380. ISSN: 18420133. ISBN: 9781424470198. DOI: 10.1109/OPTIM.2010.5510477. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5510477/>. Acesso em: 25 fev. 2024.
- CHEN, Fang; BURGOS, Rolando; BOROYEVICH, Dushan; ZHANG, Xuning. Low-frequency common-mode voltage control for systems interconnected with power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Virginia, v. 64, n. 1, p. 873–882, abr./jan. 2016. ISSN: 02780046. ISBN: 0278-0046 VO - 64. DOI: 10.1109/TIE.2016.2597760. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/026103232/>. Acesso em: 12 jan. 2023.
- DAS, Moumita; AGARWAL, Vivek. Design and analysis of a high-efficiency dc–dc converter with soft switching capability for renewable energy applications requiring high voltage gain. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Mumbai, v. 63, n. 5, p. 2936–2944, nov./jan. 2016. ISSN: 0278-0046. ISBN: 0885-8969. DOI: 10.1109/TIE.2016.2515565. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7374681>. Acesso em: 17 maio 2024.
- DE ARAÚJO, Francilino C.; VASCONCELOS, Manuel O.; ARAGÃO, Francisco Aldinei P.; DE SOUZA, Kleber Cesar A.; SÁ, Edilson M. High-gain dc-dc converter with current source characteristics at the output for applications in photovoltaic systems and current injection in nanogrids. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS*, 8., 2017, Florianópolis. **Anais [...]**. Florianópolis: IEEE, 2017. p. 2–7. ISBN: 9781509053384. DOI: 10.1109/PEDG.2017.7972485. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7972485>. Acesso em: 22 ago. 2022.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco energético nacional 2015**: base 2014. Rio de Janeiro: EPE, 2015. Disponível em: <https://ben.epe.gov.br/BENRelatorioSintese.aspx?anoColeta=2015&anoFimColeta=2014>. Acesso em: 11 jun. 2023.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco energético nacional 2023**: relatório síntese. Rio de Janeiro: EPE, 2023. Disponível em: Disponível em: <https://www.theologyandreligiononline.com/encyclopedia-chapter?docid=b-9780802825513&tocid=b-9780802825513-0001666>. Acesso em: 30 nov. 2023.
- FENG, Xiaogang; LIU, Jinjun; LEE, Fred C. Impedance specifications for stable dc distributed power systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Blacksburg, v. 17, n. 2, p. 157–162, set./nov. 2002. ISSN: 08858993. ISBN: 0885-8993. DOI: 10.1109/63.988825.

Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/988825>. Acesso em: 23 maio 2024.

FERETTI, Paulo Henrique; TOFOLI, Fernando Lessa; RIBEIRO, Enio Roberto. Family of non-isolated high step-up dc–dc converters based on the multi-state switching cell. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, São João del-Rei, v. 10, n. 5, p. 5882–5893, out./mar. 2022. ISSN: 2168-6777. DOI: 10.1109/JESTPE.2022.3160280. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9737097>. Acesso em: 17 maio 2024.

FOROUZESH, Mojtaba; SIWAKOTI, Yam P.; GORJI, Saman A.; BLAABJERG, Frede; LEHMAN, Brad. Step-up dc-dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Boston, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, maio/jan. 2017. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2652318. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7872494>. Acesso em: 19 maio 2024.

FREITAS, Antônio Alisson Alencar; ANTUNES, Fernando Luiz Marcelo; SERGIO, FELINTO; SÁ JÚNIOR, Edilson Mineiro; XIMENES, Saulo; VIANA, Fernando; DAHER, SERGIO. Sistema fotovoltaico para fornecimento de energia elétrica a pequenos consumidores rurais isolados. *In*: CONGRESSO INTERNACIONAL SOBRE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA E ENERGIA NO MEIO RURAL, 8., 2010, Campinas. **Anais [...]**. Campinas: UNICAMP, 2010. p. 5–8. DOI: 10.13140/2.1.4523.9185. Disponível em: <https://unicamp.br/anuario/2010/FEM/DE/DE-0012>. Acesso em: 30 out. 2023.

FREITAS, Antônio Alisson Alencar; TOFOLI, Fernando Lessa; SÁ JUNIOR, Edilson Mineiro; DAHER, Sergio; ANTUNES, Fernando Luiz Marcelo. Analysis of high voltage step-up nonisolated dc–dc boost converters. **International Journal of Electronics**, Fortaleza, v. 103, n. 5, p. 1–15, nov./ago. 2015. ISSN: 0020-7217. DOI: 10.1080/00207217.2015.1077529. Disponível em: <http://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/00207217.2015.1077529>. Acesso em: 21 fev. 2016.

FREITAS, Antônio Alisson Alencar; TOFOLI, Fernando Lessa; SÁ JÚNIOR, Edilson Mineiro; DAHER, Sergio; ANTUNES, Fernando Luiz Marcelo. High-voltage gain dc–dc boost converter with coupled inductors for photovoltaic systems. **IET Power Electronics**, Fortaleza, v. 8, n. 10, p. 1885–1892, jul./abr. 2015. ISSN: 1755-4543. ISBN: 9780415786553. DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0520. Disponível em: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2014.0520>. Acesso em: 21 fev. 2016.

GARCIA, Fellipe S.; POMILIO, José Antenor; SPIAZZI, Giorgio. Modeling and control design of the interleaved double dual boost converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Campinas, v. 60, n. 8, p. 3283–3290, jan./mar. 2013. ISSN: 02780046. ISBN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2012.2203770. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6213543>. Acesso em: 13 mar. 2024.

GENC, N.; ISKENDER, I. DSP-based current sharing of average current controlled two-cell interleaved boost power factor correction converter. **IET Power Electronics**, Turkey, v. 4, n. 9, p. 1015, ago./maio. 2011. ISSN: 17554535. ISBN: 1755-4535. DOI: 10.1049/iet-pel.2010.0349. Disponível em: <http://link.aip.org/link/IPEEBO/v4/i9/p1015/s1&Agg=doi>. Acesso em: 09 mar. 2024.

HAILOU, Maryam; FARZANEHFARD, Hosein. Nonisolated ultra-high step-up quadratic converter with *zvs* operation and low switch voltage stress. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Isfahan, v. 39, n. 5, p. 5982–5991, set./fev. 2024. ISSN: 0885-8993. ISBN: 8415683111. DOI: 10.1109/TPEL.2024.3365659. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10433760/>. Acesso em: 30 maio 2024.

HASANPOUR, Sara; SIWAKOTI, Yam P.; BLAABJERG, Frede. A new high efficiency high step-up dc/dc converter for renewable energy applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Ramsar, v. 70, n. 2, p. 1489–1500, 2023. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2022.3161798. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9744568/>. Acesso em: 12 jun. 2023.

HELDWEIN, Marcelo Lobo. **Especulando sobre o futuro** : distribuição em cc para integração de fontes distribuídas. 2010. Trabalho apresentado no Seminário de Eletrônica de Potência e Controle, 4., 2010, Santa Maria.

HUBER, Laszlo; JOVANOVIĆ, Milan M. Design approach for server power supplies for networking applications. *In*: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 15., 2000, New Orleans. **Anais [...]**. New Orleans: IEEE, 2000. p. 1163–1169, 2000. ISBN: 0-7803-5864-3. DOI: 10.1109/apec.2000.822834. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/822834>. Acesso em: 01 fev. 2021.

IOINOVICI, Adrian. **Power electronics and energy conversion systems**. 1. ed. Israel: John Wiley & Sons, 2013. 849 p. ISBN: 9780470710999.

JONNES, JILL. **Empires of Light**: Edison, Tesla, Westinghouse, and the race to electrify the world. Nova Iorque: Random House Trade, 2004. ISBN: 978-0375758843.

JOUZDANI, Marzieh Mohammadi; SHANEH, Mahdi; AKHLAGHI, Baharak; NOURI, Tohid. A *zvs* high step-up dc-dc converter with three-winding coupled-inductor assisted voltage multiplier cell suitable for renewable energy systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**, Najafabad, v. 5, n. 3, p. 1171 - 1180, fev. 2024. ISSN: 2687-9735. DOI: 10.1109/JESTIE.2024.3361864. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10420429/>. Acesso em: 17 maio 2024.

LI, Wuhua; LV, Xiaodong; DENG, Yan; LIU, Jun; HE, Xiangning. A review of non-isolated high step-up dc/dc converters in renewable energy applications. **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, 24., 2009, Washington. **Anais [...]**. Washington: IEEE, 2009. p. 364–369. ISSN: 1048-2334. ISBN: 9781424428120. DOI: 10.1109/APEC.2009.4802683. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4802683>. Acesso em: 15 maio 2024.

LISH, Mana Hoseinzadeh; EBRAHIMI, Reza; KOJABADI, Hossein Madadi; GUERRERO, Josep M.; ESFETANAJ, Naser Nourani; CHANG, Liuchen. Novel high gain dc-dc converter based on coupled inductor and diode capacitor techniques with leakage inductance effects. **IET Power Electronics**, Tabriz, v. 13, n. 11, p. 2380–2389, jan./jun. 2020. ISSN: 17554543. DOI: 10.1049/iet-pel.2020.0117. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1049/iet-pel.2020.0117>. Acesso em: 18 mar. 2024.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores cc-cc básicos não isolados**. 2. ed.

Florianópolis:INEP, 2006.

MCNICHOL, Tom. **AC/DC: the savage tale of the first standards war**. 1. ed., São Francisco: JOSSEY-BASS A Wiley Imprint, 2013.

PAUL, A. K.; B., Sai Ram; KULKARNI, S. V. Review of coupled inductors in power electronics: from concept to practice. **Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy**, Mumbai, v. 8, n. 10, p. 100501, ago./mar. 2024. ISSN: 27726711. DOI: 10.1016/j.prime.2024.100501. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.prime.2024.100501>. Acesso em: 30 maio 2024.

QUN ZHAO; FENGFENG TAO; LEE, F. C. A front-end dc/dc converter for network server applications. *In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*, 32., 2001, Vancouver. **Anais [...]** Vancouver: IEEE, 2001. p. 1535–1539. ISSN: 02759306. ISBN: 0-7803-7067-8. DOI: 10.1109/PESC.2001.954337. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/954337/>. Acesso em: 05 maio 2024.

REN21. **Renewables 2024 global status report collection: global overview**. Paris: REN21, 2024. DOI: 978-3-948393-13-7. https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/gsr2024_globaloverview_full_report_with_endnotes_web.pdf. Acesso em: 28 jun. 2024.

REN21. **Renewables 2024 global status report: renewables in energy supply**. Paris: REN21, 2024. DOI: 978-3-948393-15-1. Disponível em: https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/gsr2024_supply.pdf. Acesso em: 28 jun. 2024.

SAVAGE, Paul; NORDHAUS, Robert R.; JAMIESON, Sean P. DC microgrids: benefits and barriers. **Yale school of forestry & environmental studies**, Yale, v. 26, n. 1, p. 51–66, 2010. Disponível em: https://www.academia.edu/8050676/DC_Microgrids_Benefits_and_Barriers. Acesso em: 07 maio 2024.

SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C.; COELHO, Roberto F. Three-terminal gain cells based on coupled inductor and voltage multipliers for high step-up conversion. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, Florianópolis, v. 70, n. 1, p. 236–240, jul./set. 2023. ISSN: 1549-7747. DOI: 10.1109/TCSII.2022.3205599. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9887630/>. Acesso em: 19 maio 2024.

SILVA, Felinto S. F.; FREITAS, Antonio A. A.; DAHER, Sergio; XIMENES, Saulo C.; SOUSA, Sarah K. A.; EDILSON, M. S.; ANTUNES, Fernando L. M.; CRUZ, Cicero M. T. High gain dc-dc boost converter with a coupling inductor. *In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE*, 10., 2009, Bonito. **Anais [...]**. Bonito: IEEE, 2009. p. 486–492. ISBN: 978-1-4244-3369-8. DOI: 10.1109/COBEP.2009.5347668. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5347668/>. Acesso em: 14 nov. 2022.

SKVARENINA, Timothy L. **The power electronics handbook**. 1. ed. Nova Iorque: CRC Press LLC, 2001. 664 p. ISSN: 0009-4978. ISBN: 9781420037067. DOI: 10.5860/choice.40-0320.

SUDARSAN REDDY, D. V.; GOLLA, Mallikarjuna; THANGAVEL, S. High-performance single switch high step-up quadratic dc-dc converter with switched capacitor cell. **IEEE**

Access, Vellore, v. 12, p. 62850–62860, fev./abr. 2024. ISSN: 2169-3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3395539. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10510888/>. Acesso em: 09 maio 2024.

SUTIKNO, Tole; PURNAMA, Hendril Satrian; WIDODO, Nuryono Satya; PADMANABAN, Sanjeevikumar; SAHID, Mohd Rodhi. A review on non-isolated low-power dc–dc converter topologies with high output gain for solar photovoltaic system applications. **Clean Energy**, Yogyakarta, v. 6, n. 4, p. 557–572, mar./jun. 2022. ISSN: 2515-4230. DOI: 10.1093/ce/zkac037. Disponível em: <https://academic.oup.com/ce/article/6/4/557/6633228>. Acesso em: 15 fev. 2024.

TOFOLI, Fernando Lessa. **Conversores cc-cc não isolados: análise, modelagem e controle**. São Paulo: Artiliber, 2018. ISBN: 9788588098817.

WUNDER, Bernd; KAISER, Julian; FERSTERRA, Fabian; OTT, Leopold; HAN, Yunchao; MARZ, Martin. Energy distribution with dc microgrids in commercial buildings with power electronics. *In*: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SMART ELECTRIC DISTRIBUTION SYSTEMS AND TECHNOLOGIES, 2015, Vienna. **Anais [...]**. Vienna: IEEE, 2015. p. 425–430. ISBN: 9781479977369. DOI: 10.1109/SEDST.2015.7315246. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7315246>. Acesso em: 24 maio 2024.

YUE, Xiaolong; BOROYEVICH, Dushan; LEE, Fred C.; CHEN, Fang; BURGOS, Rolando; ZHUO, Fang. Beat frequency oscillation analysis for power electronic converters in dc nanogrid based on crossed frequency output impedance matrix model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Virginia, v. 33, n. 4, p. 3052–3064, 2018. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2710101. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7936618/>. Acesso em: 10 abr. 2023.

ZHAO, Qun. **Performance Improvement of Power Conversion by Utilizing Coupled Inductors**. 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2003. Disponível em: <https://vtechworks.lib.vt.edu/server/api/core/bitstreams/31499f7c-2b6d-4147-bb26-64241f58f707/content/>. Acesso em: 21 maio 2024.