

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CAMPUS CACHOEIRA DO SUL
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Henrique Jahnke Hoch

**CONVESOR CC-CC DE ELEVADO GANHO DE TENSÃO APLICADO A
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Cachoeira do Sul, RS
2020

Henrique Jahnke Hoch

**CONVESOR CC-CC DE ELEVADO GANHO DE TENSÃO APLICADO A SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Programa Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), como requisito parcial para a obtenção do título de **Engenheiro Eletricista**.

Orientador: Dr. António Manuel Santos Spencer Andrade

Henrique Jahnke Hoch

**CONVESOR CC-CC DE ELEVADO GANHO DE TENSÃO APLICADO A SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Programa Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), como requisito parcial para a obtenção do título de **Engenheiro Eletricista**.

Aprovado em 08 de outubro de 2020:

Antônio Manuel Santos Spencer Andrade, Dr. Eng. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Paulo César Vargas Luz, Dr. Eng. (UFSM)

Celso Becker Tischer, Dr. Eng. (UFSM)

AGRADECIMENTOS

Ninguém faz nada relevante sozinho, com isso desejo agradecer a quem me auxiliou nessa caminhada, seja pelos conhecimentos transmitidos e pelo apoio.

Ao professor António Manuel Santos Spencer Andrade, pelo inúmeros ensinamentos, incentivo. Além de excelente orientador, um grande exemplo de pesquisador.

Aos demais professores do curso de Engenharia Elétrica da UFSM, campus Cachoeira do Sul, pelos diversos conhecimentos transmitidos.

A minha família, em especial a meus pais Fausto e Elisabet pelo constante incentivo. Ao meu irmão Arthur, que também é um grande amigo, o qual frequentemente me desafiou a fazer o melhor. As minhas tias Ethel e Elaine pelo apoio.

A Universidade Federal de Santa Maria, pela oportunidade de ensino de qualidade. A FAPERGS pelo apoios financeiro.

RESUMO

CONVESOR CC-CC DE ELEVADO GANHO DE TENSÃO APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

AUTOR: Henrique Jahnke Hoch
ORIENTADOR: António Manuel Santos Spencer Andrade

A demanda energética está em crescimento, isso ocorre devido ao desenvolvimento econômico e aumento populacional. A matriz energética depende da queima de combustíveis fósseis como gás natural e carvão mineral. A queima destes acarreta na geração de gases poluentes, agravando o aquecimento global. Assim, é evidente a necessidade da diversificação da matriz energética nacional com soluções que utilizem fontes renováveis. Uma das fontes de maior destaque neste contexto é a fotovoltaica. Um painel fotovoltaico (PV) gera energia elétrica com tensões contínuas, usualmente menores que 50 V. Já o nível de tensão utilizado em residências e indústrias chegam aos 220 V em corrente alternada. Para garantir a extração da máxima potência de um PV, um microinversor (MIC) pode ser utilizado. Os MICs com barramento CC são compostos de dois estágios: CC-CC e CC-CA. O primeiro é constituído de conversor de alto ganho de tensão, o qual realiza a elevação da tensão do PV (menor de 50 V) para a tensão do barramento CC de 400 V. O segundo é um inversor que converte os 400V contínuos para a tensão da rede (220 V alternada). Um dos grandes desafios dessa configuração é alcançar um rendimento elevado. Desta maneira, este trabalho tem como objetivo apresentar uma proposta de topologia de conversor CC-CC de alto ganho de tensão, baseada em um conversor *boost* associado a um indutor acoplado e um dobrador de tensão, buscando as seguintes características: simplicidade, elevado rendimento, reduzido número de componentes, baixos esforços de tensão e corrente nos componentes.

Palavras-chave: Alto Ganho de Tensão. Capacitores Chaveados. Conversor CC-CC. Fotovoltaico. Indutor Acoplado. Conversor CC-CC. Microinversor.

ABSTRACT

HIGH VOLTAGE GAIN DC-DC CONVERTER APPLIED ON PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

AUTHOR: Henrique Jahnke Hoch

ADVISOR: António Manuel Santos Spencer Andrade

The energy demand is growing, that occurs, this is due to economic development and population increase. The energy matrix depends on burning of fossil fuels such as gas natural and coal. The burning of that result in the generation of polluting gases, aggravating the global warming. Thus, the need to diversify the national energy matrix with solutions that use renewable resources is evident. One of the most prominent sources in this context is photovoltaic. A photovoltaic panel generates electricity with continuous voltages, usually less than 50 V. The voltage level of residences and industries reaches 220 V in alternating current. To ensure the maximum power extraction from a PV, a micro inverter (MIC) can be used. A DC-bus MICs are composed of two stages: DC-DC and AC-AC. The first is a high voltage gain converter which raises the the PV voltage (less than 50 V) to the 400V bus voltage. The second is an inverter that convert the 400 V DC bus to the main supply voltage (220V alternating). One of the most great challenges of this setup is achieve a high throughput. Thus, this work aims to present a proposal for a high voltage gain DC-DC converter associated with a coupled inductor and a voltage doubler, seeking the following characteristics: simplicity, high efficiency, reduced number of components, low voltage and current stresses on components.

Keywords: Coupled inductor. High voltage gain DC-DC converter. Microinverter. Photovoltaic. Switched capacitor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Projeção da demanda total de eletricidade 2016-2026.....	11
Figura 2 - Distribuição da matriz energética no Brasil em 2018	12
Figura 3 - Crescimento de micro e mini gerações distribuídas.....	12
Figura 4 - Arranjos de painéis fotovoltaicos.....	13
Figura 5 - Estágios de um microinversor com link CC	14
Figura 6 - Conversores CC-CC básicos	17
Figura 7 - Comparativos do ganho de tensão por razão cíclica de conversores CC-CC básicos	18
Figura 8 - Comparativo Boost real e ideal	19
Figura 9 - Conversores CC-CC isolados.....	20
Figura 10 - Comparativo ganho de tensão de conversores isolados com diferentes relações de transformação.....	20
Figura 11 - Dobrador de tensão	22
Figura 12 - Conversor <i>Boost</i> com dobrador de tensão.....	22
Figura 13 - Conversor <i>Boost</i> com n-células de capacitores chaveados	24
Figura 14 - Comparativo entre ganhos de tensão de diferentes topologias utilizando o conversor <i>Boost</i> e capacitores chaveados	24
Figura 15 – Topologias com conversor <i>Boost</i> associado a um indutor acoplado.....	25
Figura 16 - Comparativo entre os ganhos dos conversores Boost com indutor acoplado com diferentes relações de transformação	28
Figura 17 - Modelo de um indutor acoplado	28
Figura 18 - Células multiplicadoras de tensão.....	29
Figura 19 - Conversor <i>Boost</i> com células multiplicadoras de tensão	30
Figura 20 - Comparativo do ganho de tensão de diferentes VMCs com conversor <i>Boost</i> associado.....	31
Figura 21- Concepção das topologias propostas.....	34
Figura 22 - Comparativo entre as duas topologias propostas	36
Figura 23 - Conversor proposto e suas etapas de operação	38
Figura 24 - Etapa 2 do circuito proposto simplificada.....	40
Figura 25 - Formas de ondas genéricas do conversor proposto.....	42
Figura 26 - Comparativo ganhos de tensão	48
Figura 27 - Comparativo esforço de tensão no interruptor	48

Figura 28 - Comparativo entre esforços de tensão no diodo de saída	49
Figura 29 - Ganho Ideal e ganho simulado	52
Figura 30 - Correntes obtidas a partir de simulação	52
Figura 31 - Esforços de tensão do circuito simulado.....	53

SUMÁRIO

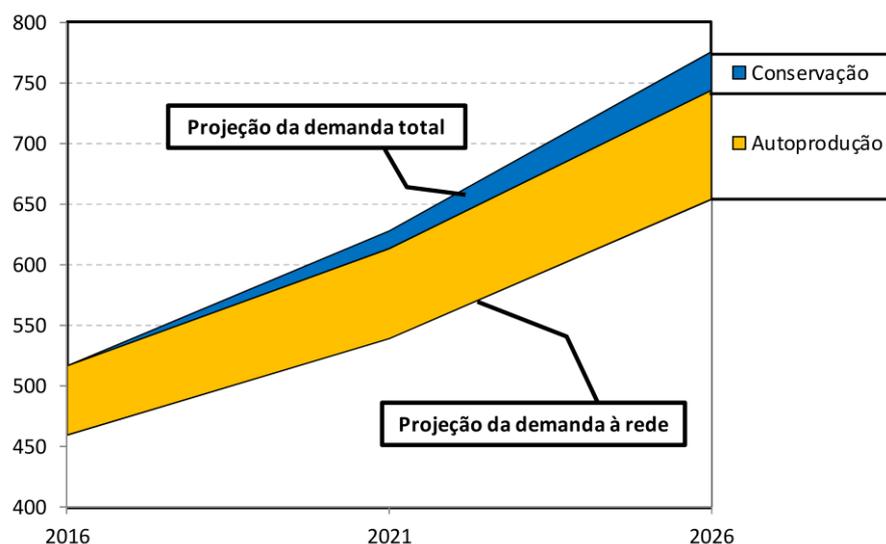
1	INTRODUÇÃO	11
1.1	JUSTIFICATIVA	15
1.2	OBJETIVOS	15
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1	CONVERSOS CC-CC ELEVADORES DE TENSÃO BÁSICOS	17
2.2	CONVERSORES CC-CC ISOLADOS.....	19
2.3	TÉCNICAS UTILIZADAS EM CONVERSORES DE ALTO GANHO DE TENSÃO ..	21
2.1.1	Capacitores chaveados.....	21
2.1.2	Indutores acoplados	25
2.1.3	Multiplicadores de tensão	28
2.1.4	Comparativo entre conversores	32
3	METODOLOGIA	34
4	PROPOSTA DE TOPOLOGIA	38
4.1	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO.....	38
4.2	ESFORÇOS DE CORRENTE.....	43
4.3	GANHO DE TENSÃO.....	45
4.4	ESFORÇOS DE TENSÃO.....	46
4.5	PROJETO DE INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIAS	47
4.6	COMPARATIVO	47
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	50
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	57
	REFERÊNCIAS.....	59

1 INTRODUÇÃO

A demanda energética mundial está em crescimento, devido ao crescimento econômico e populacional. A matriz energética utilizada para prover esse consumo crescente é altamente dependente de fontes energias não renováveis, as quais utilizam combustíveis fósseis como carvão, gás natural e petróleo (QAZI, et. al., 2019; CUCE, HARJUNOWIBOWO e CUCE, 2016). Segundo a Empresa de Pesquisa Energética (EPE, 2017), no Brasil a matriz energética está em amplo crescimento, conforme pode ser visto na Figura 1. Como pode ser visto, o consumo da energia elétrica no Brasil é de aproximadamente 600 TWh no presente ano e tem-se uma projeção que em 2026 essa demanda pode ultrapassar 750 TWh. Com isso é evidente a necessidade da expansão da geração energética no Brasil.

Atualmente, a geração de energia elétrica no Brasil é altamente dependente de hidroelétricas, sendo que este depende de chuvas para manter sua produtividade. Devido à alta dependência da geração de hidroelétricas, se tem o aumento da queima de gás natural e carvão mineral para prover a demanda do sistema elétrica brasileiro em épocas de baixa pluviosidade. Essa queima de combustíveis fósseis acarreta na liberação de gases poluentes (dióxido de carbono CO_2), causadores do efeito estufa, agravando o aquecimento global. Assim, a busca por novas fontes de energias renováveis, como biomassa, eólica, células combustíveis e solar têm se tornado cada vez mais atrativo.

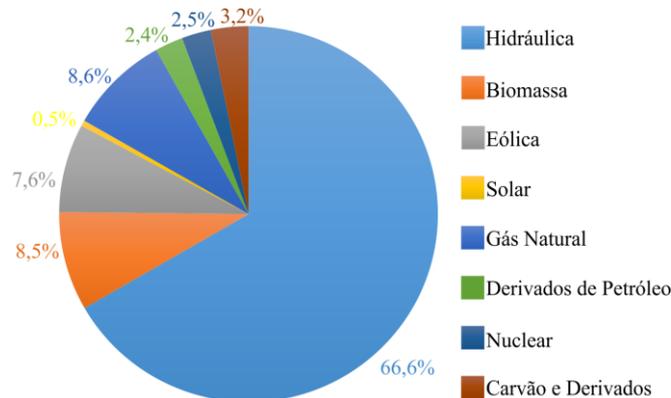
Figura 1 - Projeção da demanda total de eletricidade 2016-2026



Fonte: Adaptado de (EPE, 2017)

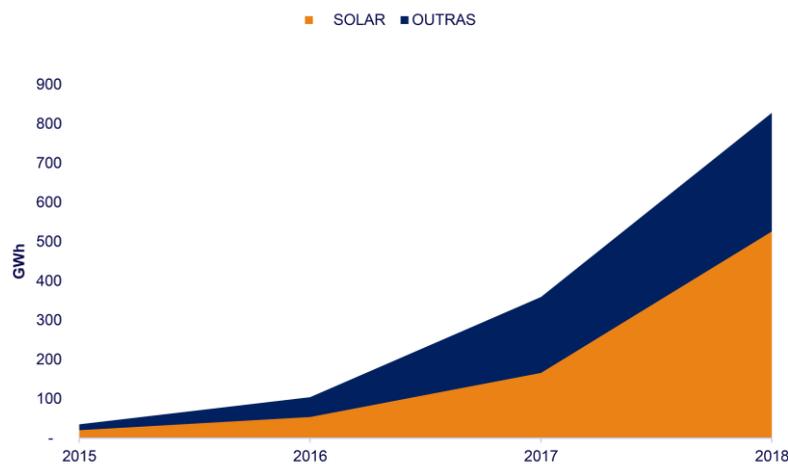
No cenário atual, no Brasil as principais fontes renováveis são: a energia hidráulica (66,6 %), biomassa (8,5 %) e Eólica (7,6 %). Enquanto que a contribuição da energia solar é baixa, correspondendo a apenas 0,5 %, como apresentado na Figura 2. Com os avanços tecnológicos, os sistemas fotovoltaicos aplicados como a principal fonte geradora na micro e mini geração distribuídas, vem ganhando grande popularidade, conforme apresentado pela Figura 3. Para geração de energia elétrica a partir da irradiação solar são utilizadas células fotovoltaicas. As células geram energia em níveis de tensões de 0,5 V e correntes 3 A. Como a tensão de cada célula é muito baixa, diversas células são associadas entre si, assim formando os painéis fotovoltaicos. Os quais fornecem níveis tensões iguais ou menores que 50 V e potências de 100 W a 500 W em corrente contínua (FOROUZESH, et. al., 2017). Para extração da máxima potência de cada painel fotovoltaico, são utilizados circuitos

Figura 2 - Distribuição da matriz energética no Brasil em 2018



Fonte: Adaptado de (EPE,2019)

Figura 3 - Crescimento de micro e mini gerações distribuídas



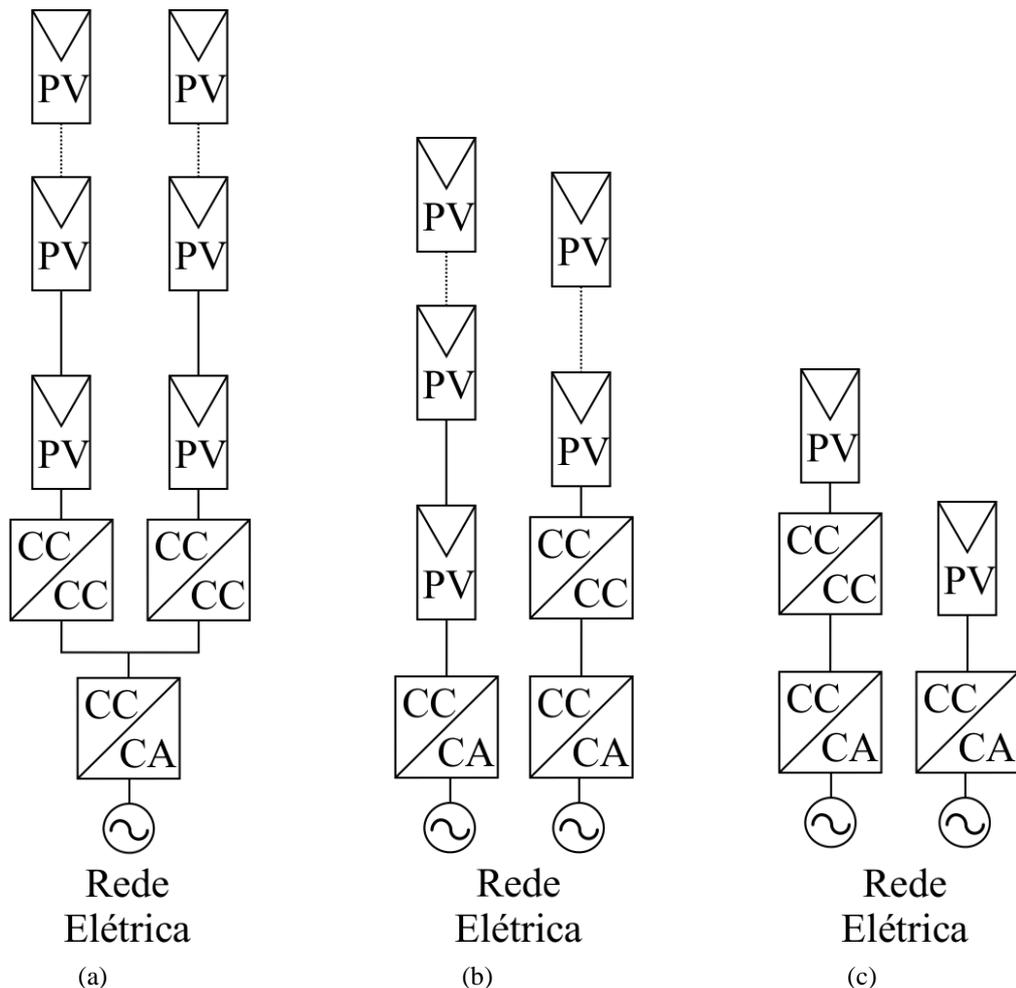
Fonte: Adaptado de (EPE, 2019)

controladores denominados de MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), o qual realiza o rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos. O ponto de máxima potência de cada painel varia de acordo com a irradiação solar, temperatura e desgaste das células fotovoltaicas (SHEN, et. al., 2019).

Para utilização da eletricidade gerada pelos PVs é necessário que se converta a tensão de saída para níveis usualmente utilizados em residências e indústrias. Para isso os três arranjos mais convencionais dos painéis fotovoltaicos em indústrias e residências são *string*, *multi-string*, e microinversores. Na Figura 4 são apresentados diagramas dessas três arquiteturas.

A arquitetura *string*, apresentada na Figura 4(a), pode ser dividida em duas classes. Uma delas associa diversos PVs em série que por sua vez são conectados à rede elétrica por meio de um inversor. Para que esse tipo de arranjo tenha correto funcionamento é necessário que se tenha uma tensão contínua elevada o suficiente para que apenas um estágio de

Figura 4 - Arranjos de painéis fotovoltaicos



Fonte: Adaptado de (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005)

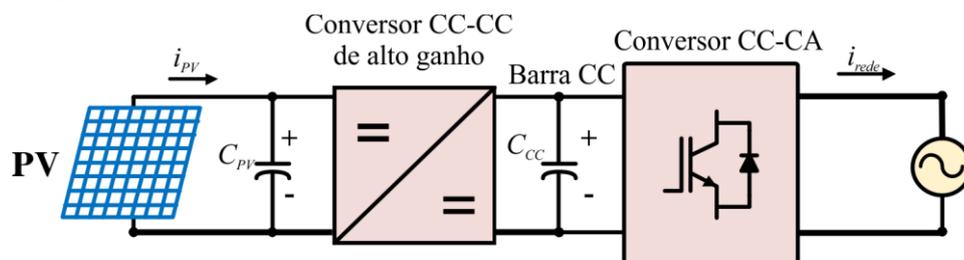
conversor CC-CA seja suficiente sintetizar a tensão desejada. Isso resulta na necessidade de associação de diversos painéis fotovoltaicos em série, o que acarreta em problemas no rastreamento de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) de cada PV (DESHPANDE e BHASME, 2017). Outra classe do mesmo arranjo utiliza um conversor CC-CC em cascata com o inversor, essa associação reduz os efeitos negativos do sombreamento parcial no MPPT (MA, 2018). Porém a associação de conversores em cascata acarreta na diminuição do rendimento do conjunto (ZAPATA, et. al., 2018).

O arranjo de painéis com arquitetura *multi-string*, apresentada na Figura 4(b), é a associação de um conjunto de *strings*, como se percebe pelo nomenclatura. Essa configuração utiliza um conversor CC-CC em cada arranjo do tipo *string*. As saídas desses conversores podem ser ligadas em série ou em paralelo entre si. Para esses dois casos se tem um barramento CC, conectado a apenas um conversor CC-CA. Porém, na configuração *multi-string*, os problemas de MPPT são agravados, devido ao sombreamento parcial de cada *string*.

Os arranjos utilizando MICs (Microinversores), apresentado na Figura 4(c), conectam cada painel fotovoltaico em um microinversor, que por sua vez pode ser conectado diretamente a rede elétrica. Com essa arquitetura a se extrai a máxima potência de cada PV mesmo havendo o sombreamento parcial em partes do sistema fotovoltaico (ANDRADE, SCHUCH, MARTINS, 2016). Porém, normalmente os MICs são compostos de dois estágios, o primeiro é responsável pelo alto ganho de tensão, o segundo é responsável pela conversão CC-CA. Essa arquitetura de sistemas fotovoltaicos tem ganho popularidade já que mesmo com irradiação heterogênea o PV opera no seu ponto de máxima potência, além de trazer modularidade ao sistema e apresentar alta confiabilidade. Porém os microinversores apresentam problemas quanto a seu rendimento.

Os microinversores com *link* CC são implementados com um estágio CC-CC de alto ganho de tensão e um estágio CC-CA (LI e WOLFS, 2008), como pode ser visto na Figura 5.

Figura 5 - Estágios de um microinversor com link CC



O primeiro estágio é responsável pela elevação da tensão gerada pelo PV ($< 50V$) para a tensão do barramento CC (400V). O segundo estágio converte a tensão alternada do barramento CC para uma tensão alternada de 220 V_{RMS} alternada, este ainda é responsável pelo controle da corrente, que por sua vez é responsável pelo MPPT. Utilizando essa configuração as oscilações de 120 Hz são desacopladas pelo capacitor de barramento, fazendo com que o painel fotovoltaico fique livre de tais oscilações. Por outro lado se faz necessária a utilização de um inversor de ponte completa para a operação com PWM (*Pulse width modulation*). Este tem um grande problema associado ao capacitor de barramento sujeito a oscilações de 120 Hz, ocasionando no aumento da capacitância necessária para alcançar ondulações desejadas. Como consequência é necessária a utilização de capacitores eletrolíticos que por sua vez diminuem a vida útil do Microinversor (AN, LU, 2016).

1.1 JUSTIFICATIVA

Na literatura é possível encontrar diversas topologias de alto ganho de tensão baseadas em modificações em circuitos de conversores bem conhecidos, visando o aumento no ganho de tensão. Na sua maioria, os conversores proposto apresentam elevado número de componentes, elevada complexidade de operação, elevado esforço de tensão e corrente nos seus componentes. Essas características têm um grande impacto no rendimento dos conversores. (ANDRADE, et. al., 2017; CHUB, et. al., 2015; ZHENG, XIE e SMEDLEY, 2018)

Para aumentar a modularidade dos sistemas fotovoltaicos, a redução de esforço nos componentes, complexidade dos conversores CC-CC aplicados nos MICs, técnicas simples podem ser associados ao conversor *boost* convencional. Proporcionando assim um ganho de tensão suficientemente elevado para sua conexão com o barramento de 400 V e um elevado rendimento.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é propor uma nova proposta de topologia de conversor CC-CC com alto ganho de tensão, com elevado rendimento. Para alcançar este são traçados os seguintes objetivos específicos:

- Revisão bibliográfica a respeito de conversores CC-CC de alto ganho de tensão;
- Revisão bibliográfica a respeito de técnicas de circuitos elevadoras de tensão;

- Propor novas topologias para conversores CC-CC buscando as seguintes características: simplicidade, baixos esforços de corrente e tensão nos componentes, elevado ganho de tensão com baixa razão cíclica e reduzido número de componentes;
- Analisar matematicamente o princípio de operação, ganho estático e os limites de operação destes conversores;
- Definir uma metodologia de projeto dos conversores;

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho será organizado da seguinte forma: no segundo capítulo será apresentada uma revisão bibliográfica sobre conversores CC-CC elevadores de tensão. Serão abordados os conversores básicos, isolado e técnicas aplicadas em conversores de elevado ganho de tensão. No terceiro capítulo é apresentada a metodologia do trabalho, demonstrando como a proposta de conversor foi concebida. No quarto capítulo é demonstrada de forma detalhada o funcionamento do conversor proposto. No quinto capítulo são apresentados os resultados de simulação, validando o funcionamento apresentado na secção anterior. Por fim é apresentada a conclusão do trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Na presente seção será apresentada uma revisão bibliográfica sobre conversores CC-CC elevadores de tensão. Serão abordados os conversores CC-CC básicos. Também serão abordadas as seguintes técnicas utilizadas em conversores de alto ganho de tensão: capacitores chaveados, indutores acoplado e multiplicadores de tensão. Para tais técnicas serão analisados os ganhos de tensão alcançados, bem como os esforços de tensão nestes circuitos.

2.1 CONVERSOS CC-CC ELEVADORES DE TENSÃO BÁSICOS

Os conversores CC-CC elevadores de tensão convencionais não isolados são apresentados na Figura 6. Conforme pode ser visto, esse conjunto de conversores compreende o conversor *Boost* (Figura 6 (a)), *Buck-Boost* (Figura 6 (b)), SEPIC (Figura 6 (c)), *Ćuk* (Figura 6(d)) e o conversor *Zeta* (Figura 6 (e)). O conversor *Boost* tem seu ganho estático dado por (1), enquanto que os demais tem ganho dado por (2). Os ganhos de tensão (M) destes conversores são dependentes da razão cíclica (D). Idealmente, esses conversores alcançam ganhos de tensão elevados, mas para isso a razão cíclica precisa alcançar valores próximos de 1. Para avaliar (1) e (2), na Figura 7 é apresentado um comparativo entre esses ganhos. O conversor *Boost* eleva a tensão de saída para qualquer valor de D , já os demais conversores elevam a tensão para razões cíclicas maiores que 0,5. Além disso, é evidente que o ganho de tensão do conversor *Boost* é superior em relação aos demais conversores CC-CC básicos.

Figura 6 - Conversores CC-CC básicos

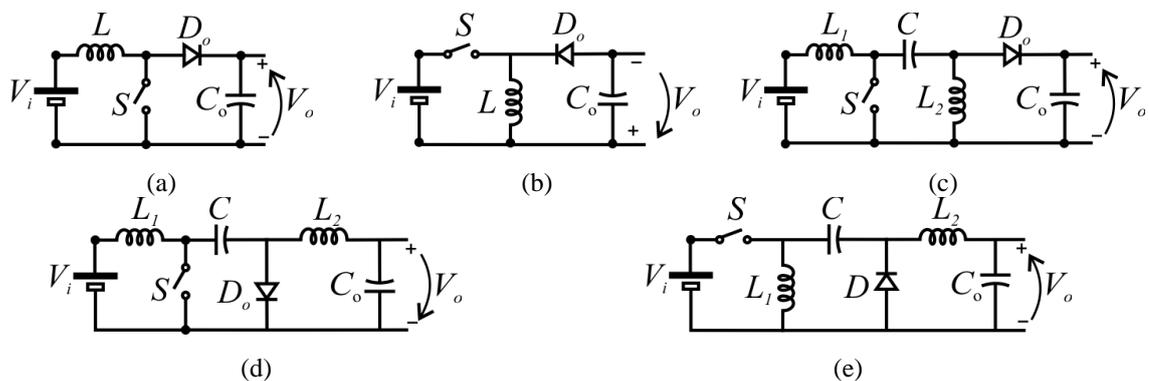
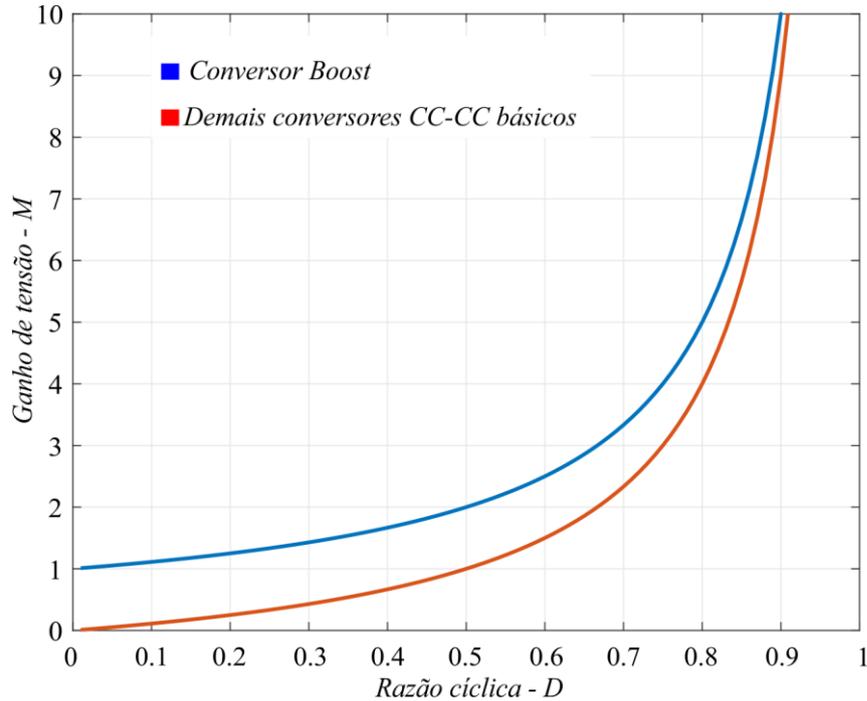


Figura 7 - Comparativos do ganho de tensão por razão cíclica de conversores CC-CC básicos



Fonte: Autor

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

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

onde V_i é a tensão de entrada do circuito, V_o é a tensão de saída e D é a razão cíclica utilizada no chaveamento do interruptor.

Conforme dito acima, o conversor *Boost* ideal é capaz de alcançar um ganho de tensão elevado, porém para que isso ocorra, é necessária uma razão cíclica elevada. Na prática, devido às resistências parasitas do conversor, o rendimento do conversor é reduzido devido ao aumento das perdas nos componentes deste. Segundo o modelo apresentado em (DREHER, 2012), o ganho do conversor *Boost* não ideal pode ser aproximado por (3).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \left(\frac{RSE}{R} \right)} \right) \quad (3)$$

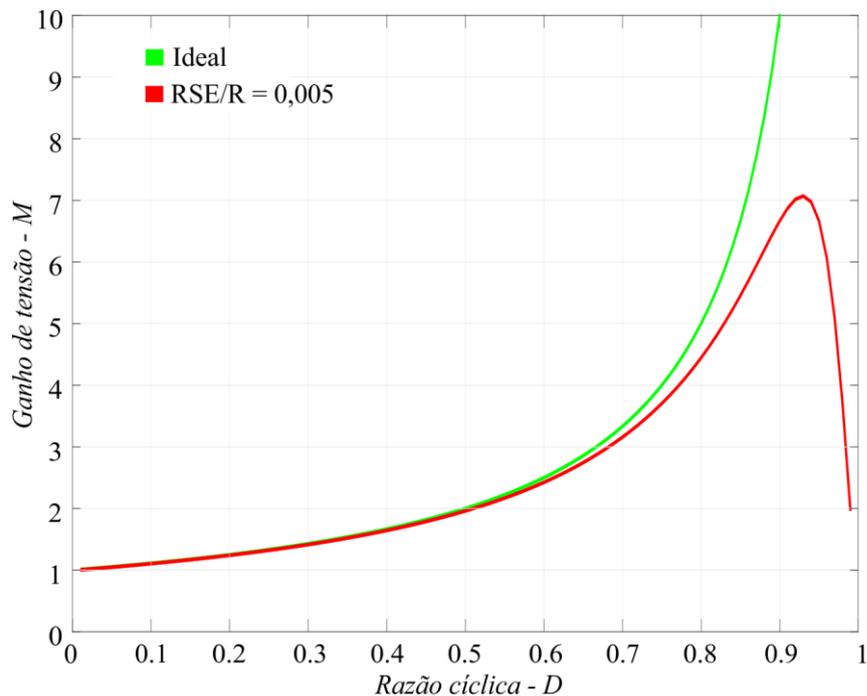
onde D é a razão cíclica utilizada no chaveamento, R é a resistência da carga e RSE (Resistências séries equivalentes) é dado pela equação

$$RSE = R_L + R_{DS} \times D + R_k (1-D) \quad (4)$$

em que R_L é a resistência em condução associada ao indutor, R_{DS} a resistência associada ao interruptor controlado quando este está em condução e R_k a resistência dos diodos em condução.

Para visualizar a redução do ganho de tensão do conversor com razões cíclicas elevadas a Figura 8 apresenta um comparativo entre o ganho ideal e do modelo proposto por (DREHER, 2012) considerando uma razão de RSE e R de 0,5%. A medida que a razão cíclica aumenta, é possível perceber uma perda de ganho significativa. Quando a razão cíclica fica acima de 0,9 se percebe uma redução do ganho de tensão, enquanto o conversor ideal alcança ganhos infinitos, um conversor *Boost* com as não idealidades tem ganho limitado a aproximadamente sete. Outros conversores básicos apresentam comportamento semelhantes a este. Com tal comparativo é evidente que a utilização de conversores CC-CC básicos tem utilização inviabilizada em aplicações que necessitem de um elevado ganho de tensão consequentemente razão cíclica elevada.

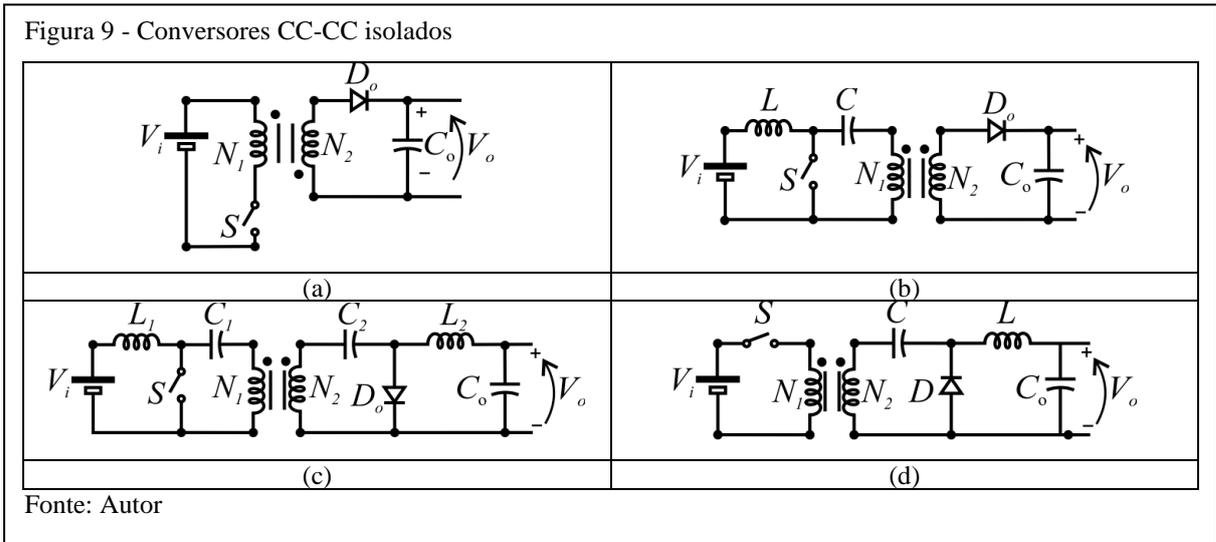
Figura 8 - Comparativo Boost real e ideal



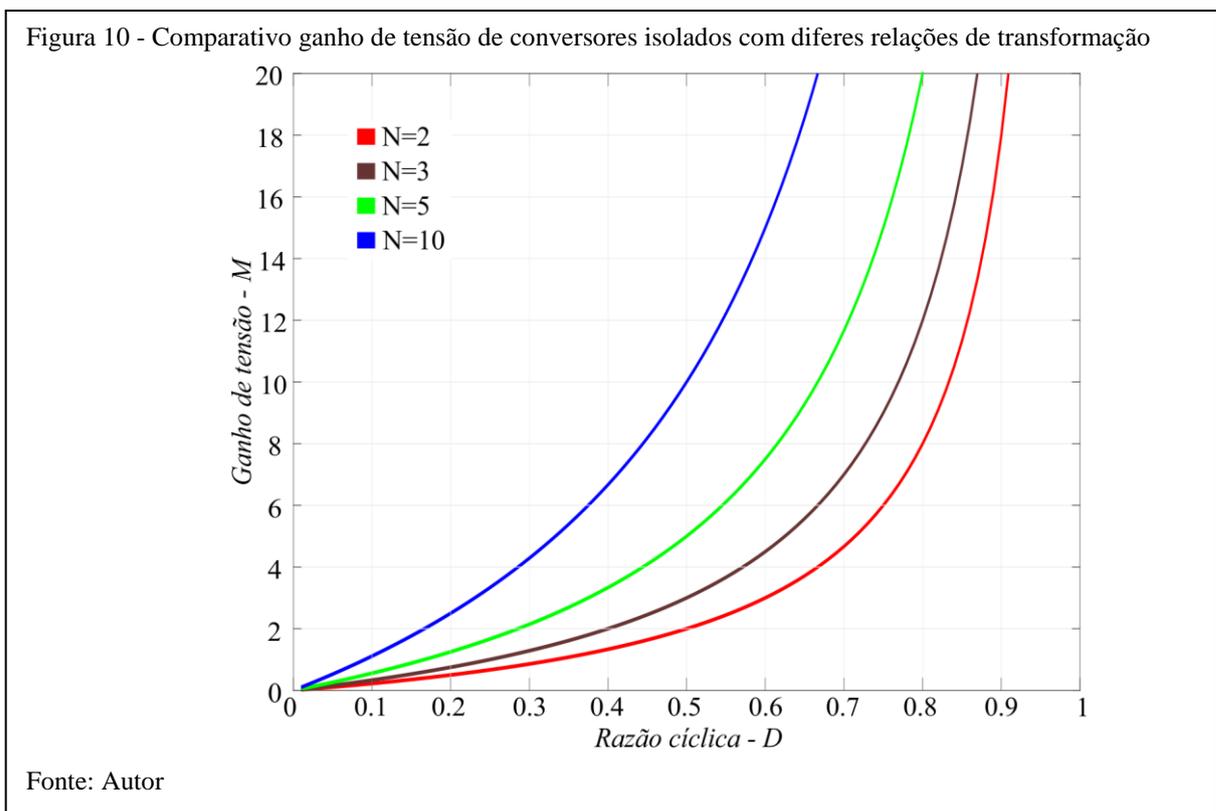
Fonte: Autor

2.2 CONVERSORES CC-CC ISOLADOS

Na literatura os conversores CC-CC elevadores de tensão isolados mais conhecidos são os conversores: *Flyback* (**Erro! Fonte de referência não encontrada.** Figura 9 (a)), *SEPIC* isolado (Figura 9 (b)), *Ćuk* isolado (Figura 9(c)) e *Zeta* isolado (Figura 9(d)). Como pode ser



visto, esses conversores apresentam um transformador (conversor *Cuk*) ou indutor acoplado (conversor *Flyback*, *SEPIC* e *Zeta*). Para esses conversores, o ganho estático é dado por (5). Conforme pode ser visto, o ganho estático depende da razão cíclica (D) e da relação de transformação do transformador ($N = N_2/N_1$). A medida que aumenta a relação de transformação (N), o ganho desses conversores aumenta, conforme apresentado na Figura 10. Porém com o aumento desta se tem o crescimento do valor da resistência série do transformador, bem como o aumento de sua indutância dispersante deste. O aumento das resistências associadas ao transformador acarreta em elevadas perdas por condução e elevadas



indutâncias dispersantes que elevam as perdas parasitas. Com isso o rendimento dessas topologias é prejudicado para altos ganhos de tensão (CHUB, et. al., 2015; FOROUZESH, et. al., 2017; WANG, et. al., 2018). Desta forma fica evidente que se busque por técnicas que alcancem elevados ganhos de tensão com baixas relações de transformação.

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

onde N é a razão entre o número de espiras do primário pelo número de espiras do secundário dado por (6).

$$N = \frac{N_2}{N_1} \quad (6)$$

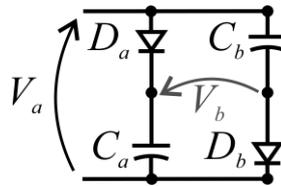
2.3 TÉCNICAS UTILIZADAS EM CONVERSORES DE ALTO GANHO DE TENSÃO

Na literatura diversas técnicas aplica em conversores de alto ganho de tensão já são consolidadas. Neste capítulo será apresentada uma revisão bibliográfica sobre as seguintes técnicas de elevação de tensão: Capacitores chaveados, indutores acoplados, multiplicadores de tensão. Serão comparados os ganhos de tensão e esforços nos semicondutores de diferentes topologias de conversores aplicados a elevados ganhos de tensão.

2.1.1 Capacitores chaveados

Os circuitos elevadores de tensão utilizando SCs (Capacitores chaveados) têm características bastante interessantes, como: baixo peso, elevada densidade de potência, baixo tamanho e grandes taxas de conversão de tensão (MAYO-MALDONADO, ROSAS-CARO e RAPISARDA, 2014). Devido a essas características os capacitores chaveados têm sido bastante utilizados na indústria e no desenvolvimento de novas topologias de conversores de elevado ganho de tensão (AJAMI, ARDI e FARAKHOR, 2014; WARADZYN, et. al., 2017). Um capacitor chaveado, como diz o nome é associação de um capacitor com um interruptor. Uma possível configuração para elevar a tensão utilizando SCs é a associação de dois diodos e dois capacitores, formando um dobrador de tensão como apresentado na Figura 11. Quando os diodos D_a e D_b estão em condução os capacitores C_1 e C_2 são carregados pela tensão de entrada (V_a) na célula dobradora de tensão, assim a tensão aplicada nestes é dada por (7). Na segunda etapa de operação do conjunto de capacitores chaveados, os diodos bloqueiam a

Figura 11 - Dobrador de tensão



Fonte: Autor

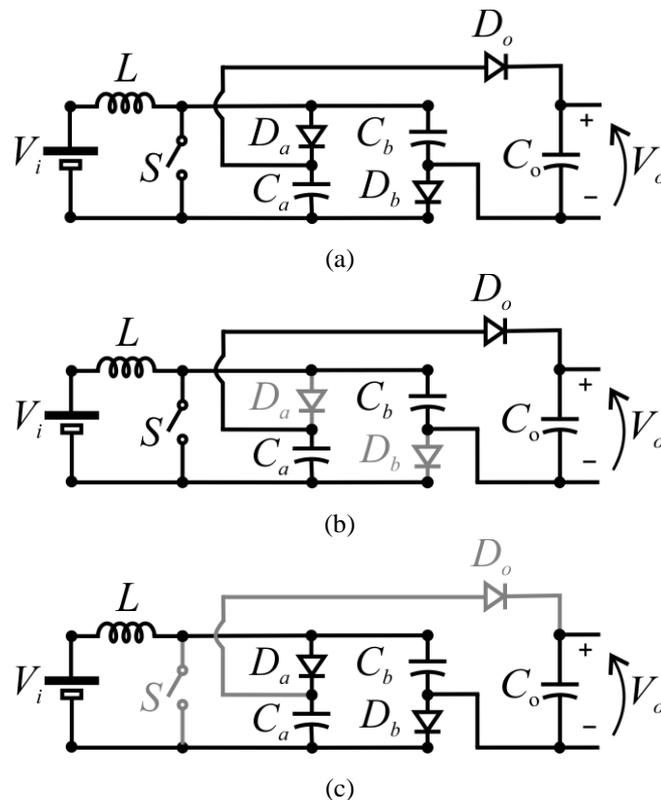
passagem de corrente, com isso ambos capacitores do circuito estarão ligados em série. Com isso a tensão de saída deste circuito será dada por (8).

$$V_{C_a} = V_{C_b} = V_a \quad (7)$$

$$V_b = V_{C_a} + V_{C_b} = 2V_a \quad (8)$$

onde V_a é a tensão de entrada, V_b a tensão de saída V_{C_a} e V_{C_b} são as tensões sobre os terminais de C_a e C_b .

O dobrador de tensão poder ser conectado a um conversor *Boost* como mostrado na Figura 12(a). Podemos dividir o funcionamento deste circuito em duas etapas, a primeira com o interruptor S em condução a segunda com S bloqueando a passagem de corrente. Na primeira etapa da operação os diodos D_a e D_b ficam bloqueados e o diodo de saída D_o em condução. Na figura 12(b) os componentes bloqueados são representados em cinza os em

Figura 12 - Conversor *Boost* com dobrador de tensão

Fonte: Autor

condução em preto. Nesta etapa a diferença de potencial entre o anodo do diodo D_a e o terminal positivo do capacitor C_a é nula, com isso o esforço de tensão nos diodo é V_a . Entre o catodo do diodo D_b e o terminal negativo de C_b se tem uma diferença de potencial, também nula, portando a tensão bloqueada pelo diodo é a tensão entre os terminais do capacitor C_b . Assim os esforços de tensão dos diodos do dobrador de tensão podem ser descritos pela equação (9). O capacitor de saída C_o é carregado pela ligação em série dos capacitor C_a e C_b assim a tensão de C_o é dada por (10).

$$V_{D_a} = V_{D_b} = V_{C_a} = V_{C_b} = \frac{V_o}{2} \quad (9)$$

$$V_{C_o} = V_{C_a} + V_{C_b} = 2V_c = V_o \quad (10)$$

Na segunda etapa de operação quando o interruptor bloqueado os diodos D_a e D_b estão em condução, enquanto o diodo de saída D_o está bloqueado. A Figura 12(c) representa a segunda etapa de operação onde os componentes em condução estão em preto, e os bloqueados em cinza. Os capacitores C_a e C_b são carregados pela tensão de entrada do circuito somada da tensão sobre os terminas do indutor (V_L), assim a tensão destes pode ser descrita por (11). A tensão sobre os terminais do interruptor é a tensão dos capacitores C_a e C_b assim o esforço de tensão de S na etapa em que este está bloqueado é (12). O diodo de saída D_o tem uma tensão no anodo de V_{C_a} e no catodo a tensão de saída V_o , assim a tensão sobre os terminais de D_o dada por (13).

$$V_{C_a} = V_{C_b} = V_i + V_L = \frac{V_i}{1-D} \quad (11)$$

$$V_s = V_{C_a} + V_{C_b} = \frac{V_i}{1-D} \quad (12)$$

$$V_{D_o} = V_o - V_{C_a} = \frac{V_o}{2} \quad (13)$$

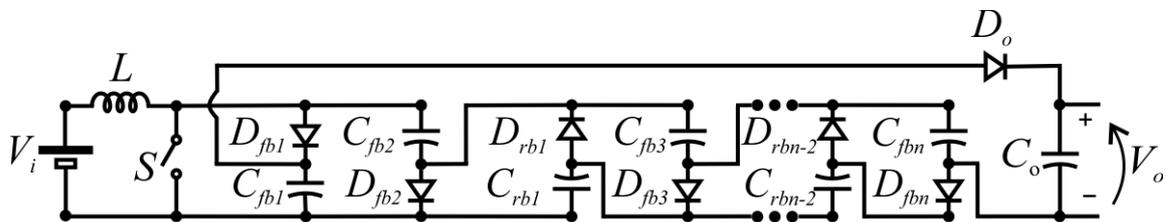
Combinando as equações (12) e (11) se tem que o ganho de tensão do conversor *Boost* com dobrador de tensão é dado por (14), sendo visível que este é a combinação do ganho do *Boost* tradicional com o dobrador de tensão. Como os esforços do diodo de saída e interruptor são os mesmos do conversor *Boost* convencional em termos da tensão de entrada e razão cíclica. Os esforços de tensão em D_o e S serão inferiores em relação ao conversor *Boost* convencional, já que a razão cíclica para alcançar o mesmo ganho de tensão será menor com a adição do dobrador de tensão.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1-D} \quad (14)$$

Para se ter uma ganho de tensão ainda mais elevado, pode-se associar diversas células extensíveis de capacitores chaveados ao conversor *Boost* como proposto por (AMIR, et. al, 2018). A topologia utilizando um conversor *Boost* com capacitores chaveados com diversos estágios apresentada na Figura 13. O ganho de tensão dessa estrutura depende do número de capacitores chaveados utilizados (N_{db}), seu ganho é dado por (15).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_{db}}{1-D} \quad (15)$$

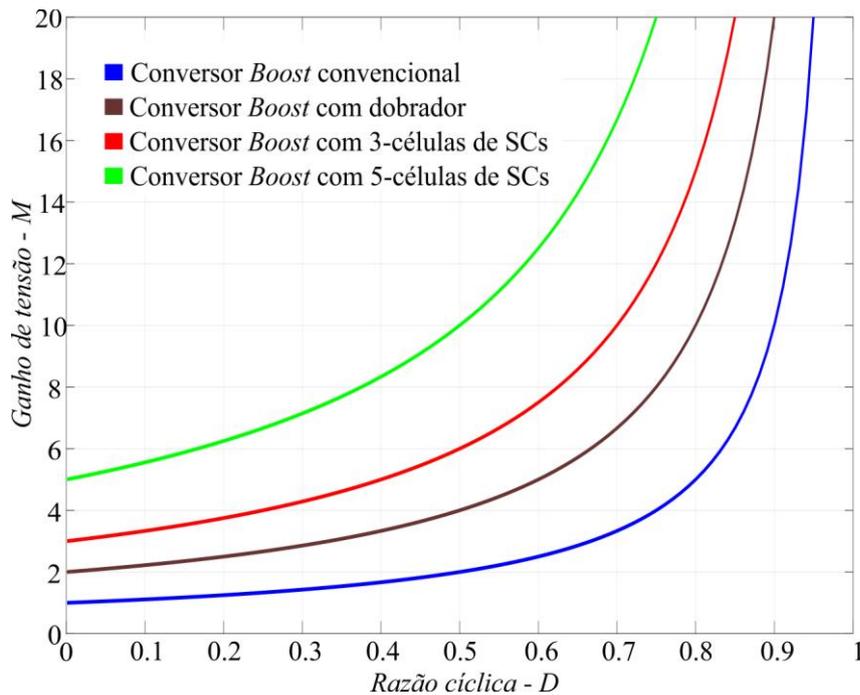
Figura 13 - Conversor *Boost* com n-células de capacitores chaveados



Fonte: Adaptado de (AMIR, et. al., 2018)

Na Figura 14 é apresentado um comparativo entre o ganho de tensão do conversor *Boost* convencional, *Boost* com dobrador de tensão e *Boost* com n-células de capacitores chaveados com diferentes valores de N_{db} . Com a análise da figura é claro que o *Boost* com

Figura 14 - Comparativo entre ganhos de tensão de diferentes topologias utilizando o conversor *Boost* e capacitores chaveados



Fonte: Autor

dobrador tem um ganho de tensão superior ao convencional. Para o conversor *Boost* com dobrador atingir um ganho de 10 é necessária uma razão cíclica de 80%, enquanto o convencional precisa de 90%, isto é uma melhora, porém o D continua elevado.

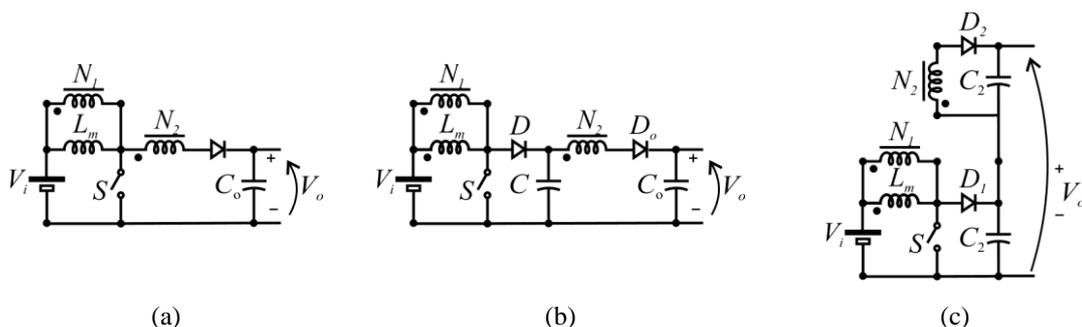
O conversor *Boost* com cinco células de capacitores chaveados alcança um ganho de tensão de 10 com uma razão cíclica de apenas 50%. Porém para isso se utiliza um elevado número de componentes, sendo onze diodos e onze capacitores (dois para cada estágio mais o diodo de saída e capacitor de saída). Com isso é possível constatar que o uso desse tipo de células de capacitores chaveados é uma boa alternativa para elevação do ganho de tensão. Porém é interessante que se busquem outras alternativas em aplicações que necessitem de um elevado ganho de tensão, para que se alcance um alto ganho com um reduzido número de componentes.

2.1.2 Indutores acoplados

O uso de indutores acoplados são uma solução mais simples e flexível em relação a utilização de transformadores no aumento de tensão em aplicações de alto ganho de tensão. Porém este não possui isolamento galvânica (FOROUZESH, et. al., 2017). A Figura 15 apresenta algumas topologias que utilizam indutor acoplado associado com um conversor *Boost*, utilizando as seguintes associações: paralelo (Figura 15 (a)); cascata (Figura 15 (b)); e empilhado (Figura 15 (c)).

O conversor *Boost* com indutor acoplado em paralelo, é a simples substituição do indutor simples no *Boost* convencional, com o secundário inserido entre o interruptor controlado e o diodo de saída (LIU, et. al., 2016). Essa estrutura tem elevada simplicidade e aprimora o ganho do conversor *Boost* consideravelmente (ZHAO, TAO e LEE, 2001). Essa topologia tem elevadas perdas devido a indutância dispersante. Um possível aprimoramento do conversor *Boost* com indutor acoplado em paralelo é a adição de um circuito grampeador

Figura 15 – Topologias com conversor *Boost* associado a um indutor acoplado



Fonte: Autor

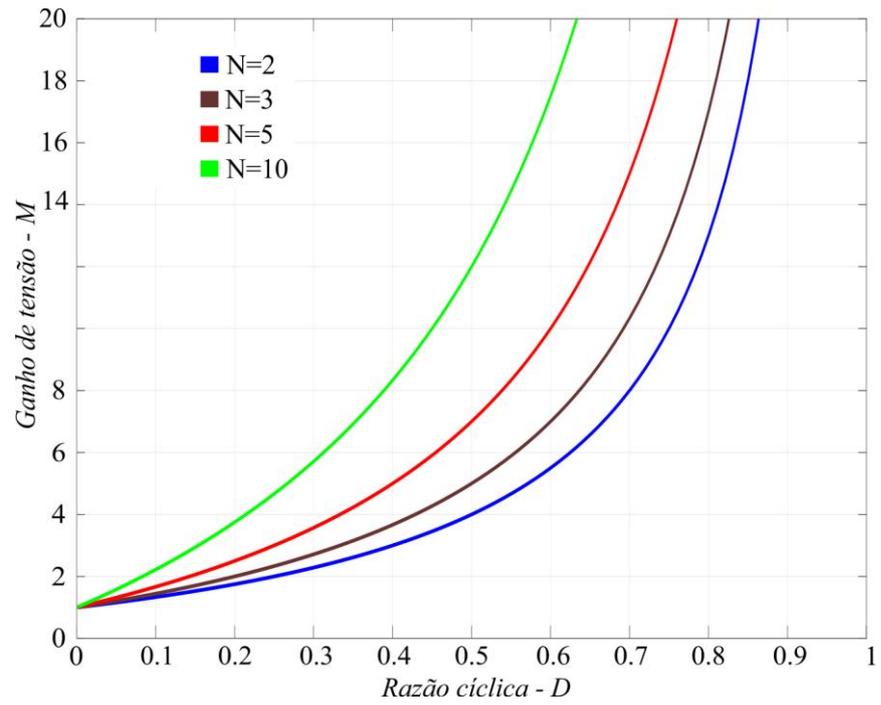
regenerativo que propicia regeneração da energia da indutância dispersante, além de evitar picos de tensão (ANDRADE, et. al., 2017; LIU, et. al., 2016). Esta combinação de circuitos, gera a estrutura em cascata apresentada na Figura 15(b). Porém esta topologia tem elevadas perdas devido ao cascadeamento (LEE e DO, 2018). O rendimento deste conversor é dado pelo produto do rendimento do indutor acoplado e dos componentes de um conversor *Boost* convencional. Para a melhora do rendimento se tem o conversor *Boost* com indutor acoplado empilhado, apresentado na Figura 15(c). Nesta topologia não se há cascadeamento de circuitos reduzindo perdas por condução, além de reciclar a energia da indutância dispersante diretamente para a carga (LIU, et. al., 2016). Essa reciclagem ocorre na desmagnetização da indutância de dispersão, onde a energia deste será utilizada para o carregamento de um capacitor, ao invés de ser dissipada.

O ganho de tensão dessas topologias é dado por (16), cujo é gerado pela associação do ganho do *Boost* com o indutor acoplado. Porém, as topologias com indutor acoplado apresentam nesta secção apresentam uma desvantagem em relação ao esforço de tensão do diodo de saída do circuito em relação ao conversor *Boost* convencional. Na etapa em que o diodo de saída está bloqueado o secundário o indutor acoplado apresentará uma tensão negativa. Assim a tensão de bloqueio de D_o será dada por (17).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{ND+1}{1-D} \quad (16)$$

$$V_{D_o} = V_o + V_{N_2} = V_o + NV_{N_1} \quad (17)$$

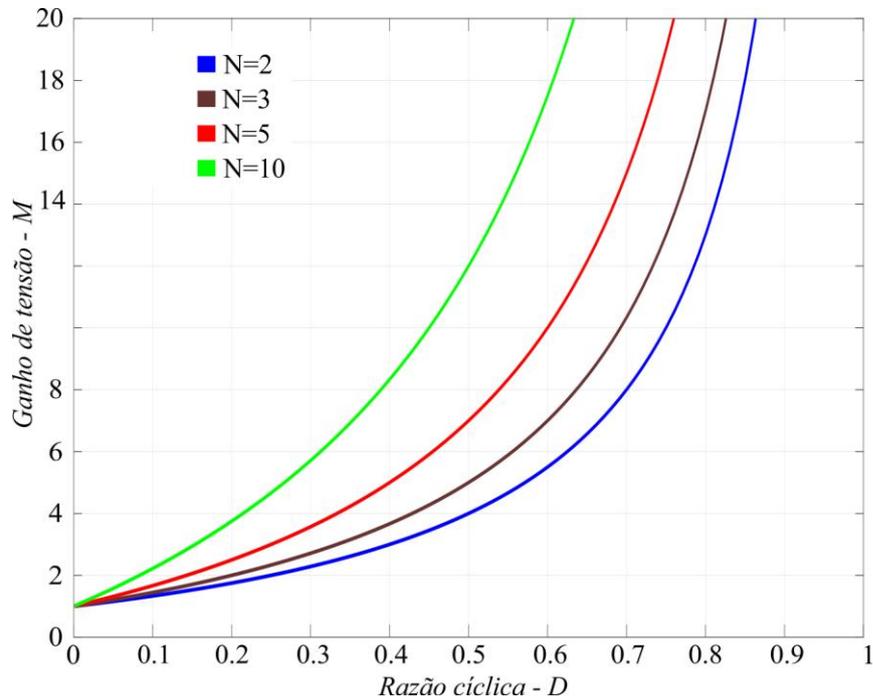
A Figura 16 demonstra um comparativo entre o ganho de tensão dos conversores que utilizam o conversor *Boost* com um indutor acoplado com diferentes relações de transformação. Com o aumento da relação de transformação N é possível atingir um ganho de tensão elevado com as topologias apresentadas anteriormente. Porém da mesma forma que ocorre com transformadores o aumento da relação de transformação acarreta no aumento da indutância dispersantes (L_k) e aumento da resistência do cobre associada ao secundário do indutor acoplado, a qual, está diretamente associada ao número de espiras utilizadas no indutor, assim elevando as perdas no conversor (ANDRADE, et. al., 2017). A Figura 16 - Comparativo entre os ganhos dos conversores *Boost* com indutor acoplado com diferentes relações de transformação



Fonte: Autor

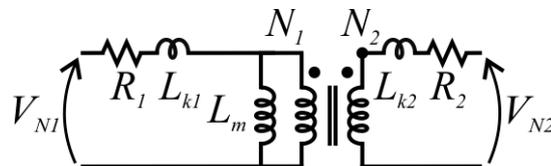
Figura 17 apresenta de um indutor acoplado considerando as indutâncias dispersantes e magnetizante, além das resistências associadas.

Figura 16 - Comparativo entre os ganhos dos conversores Boost com indutor acoplado com diferentes relações de transformação



Fonte: Autor

Figura 17 - Modelo de um indutor acoplado



Fonte: Adaptado de (ANDRADE, 2017)

O aumento da relação de transformação N_2/N_1 aumenta o número de espirras no secundário. Elevadas espirras no secundário do indutor acoplado acarretam em elevadas resistências e indutâncias dispersante associadas ao secundário do indutor. Isto causa o aumento das perdas por condução e perdas parasitas, consequentemente causando um rendimento reduzido no conversor. Há diversos trabalhos que propõe circuitos que reciclam a energia da indutância dispersante (AJAMI, ARDI e FARAKHOR, 2014), porém essa reciclagem de energia é parcial devido as perdas do circuito regenerador. Com isso é interessante que além do uso de circuitos regeneradores se busque formas de reduzir a relação de transformação necessária para alcançar um elevado ganho de tensão

2.1.3 Multiplicadores de tensão

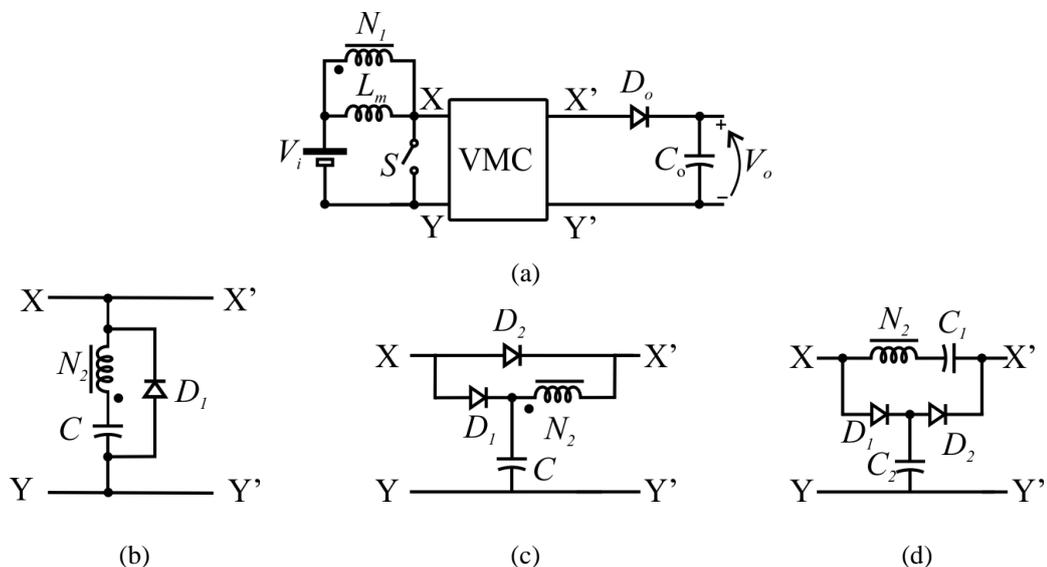
Os multiplicadores de tensão são alternativas para aumento de ganho de tensão que tem elevado rendimento, simplicidade e baixo custo. Geralmente uma composição de diodos e

capacitores que alcançam um elevado ganho de tensão. Estas estruturas podem ser divididas em dois principais grupos, as células multiplicadoras de tensão (VMC) e retificadores multiplicadores de tensão (VMR) (FOROUZESH, et. al., 2017).

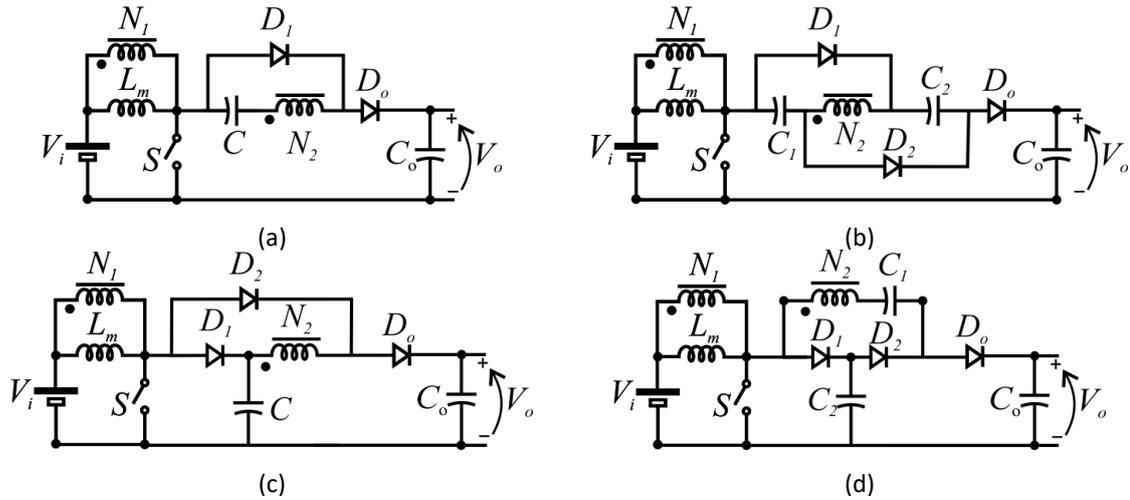
A células multiplicadoras de tensão são inseridas no meio do circuito, usualmente após o principal interruptor do circuito como representado na Figura 18 (a), reduzindo o esforço de tensão neste (DENG, et. al., 2012). Algumas delas são compostas somente por diodos e capacitores, sendo estruturas semelhantes a apresentadas na seção anterior. Outras estruturas utilizam indutores para maximizar o ganho de tensão (PRUDENTE, et. al., 2008), como apresentado nas Figura 18 (b)-(d). Além disso estas estruturas ainda regeneram a indutância dispersante atrelada ao indutor acoplado (FOROUZESH, et. al., 2017).

O circuito da Figura 18 (b) associado ao conversor *Boost* resulta na topologia da Figura 19(a), o capacitor C armazena energia com a mesma tensão dos terminais de N_2 enquanto o diodo D_1 está em condução. Nesta etapa D_o está com polarização reversa bloqueando a tensão dada por (18). No momento em que D_1 estiver bloqueado D_o estará conduzindo, assim a tensão de entre os terminais de saída será dada por (19). Isolando V_o / V_i se tem o ganho de tensão do conversor (20). Para se obter um ganho de tensão ainda maior uma possibilidade é o cascadeamento de duas células multiplicadoras de tensão, formando o circuito da Figura 19(b). Os esforços de tensão no diodo é reduzido sendo dado pela equação (21). O esforço do interruptor continua sendo dado pela tensão de entrada somada a tensão sobre o primário do indutor acoplado. Com o cascadeamento do VMC o ganho de tensão é dada por (22).

Figura 18 - Células multiplicadoras de tensão



Fonte: Autor

Figura 19 - Conversor *Boost* com células multiplicadoras de tensão

Fonte: Autor

$$V_{D_o} = V_o \quad (18)$$

$$V_o = V_{L_m} + V_i + V_{N_2} + V_C = V_i \frac{N+1}{1-D} \quad (19)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N+1}{1-D} \quad (20)$$

$$V_{D_o} = V_o - V_{C_2} = V_i \frac{N+1}{1-D} \quad (21)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2N - ND + 1}{1-D} \quad (22)$$

A célula multiplicadora de tensão da Figura 18(c) conectada inserida no conversor *Boost* convencional gera a topologia apresentada na Figura 19(c). Na etapa em que o diodo D_1 está conduzindo o capacitor é pelo secundário do indutor acoplado, assim a tensão no capacitor é dada por (23). Na etapa em que o diodo de saída está reversamente polarizado bloqueia a tensão dada por (24). Na etapa em que D_o está diretamente polarizado, o capacitor de saída será carregado, assim a tensão de saída do circuito será dada por (25), o ganho de tensão desta topologia (26).

$$V_C = V_{N_2} \quad (23)$$

$$V_{D_o} = V_o \quad (24)$$

$$V_o = V_{N_2} + V_C \quad (25)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N}{1-D} \quad (26)$$

A união do conversor *Boost* com a célula multiplicadora de tensão da Figura 18(d) forma o circuito apresentado na Figura 19(d). Enquanto os diodos D_1 e D_2 estiverem em condução o C_1 será carregado pelo secundário do indutor acoplado. Nesta mesma etapa o capacitor C_2 será carregado pela tensão da fonte de entrada somada a tensão do primário do indutor acoplado. As tensões dos capacitores C_1 e C_2 são dadas respectivamente por (27) e (28), sendo a segunda a tensão bloqueada pelo interruptor. Na etapa em que D_o estiver com polarização reversa o seu esforço de tensão é dado por (29). A tensão de saída deste circuito é dada por (30) seu ganho de tensão por ser escrito como (31).

$$V_{C_1} = V_{N_2} \quad (27)$$

$$V_S = V_{C_2} = V_i + V_{L_m} \quad (28)$$

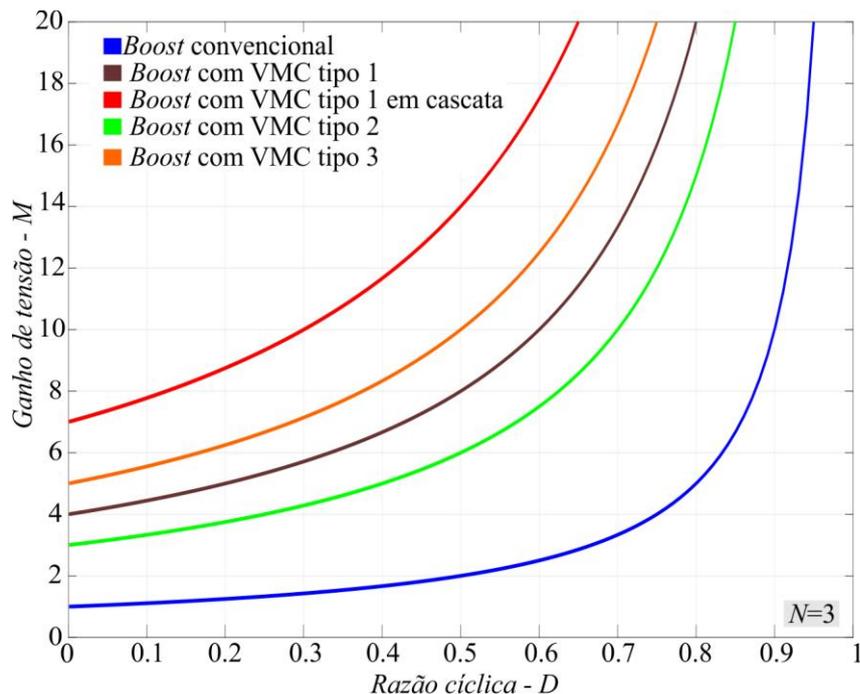
$$V_{D_o} = V_o - V_{C_2} = V_i \frac{N+1}{1-D} \quad (29)$$

$$V_o = V_i + V_{L_m} + V_{N_2} + V_{C_1} + V_{C_2} = V_i \frac{N+2}{1-D} \quad (30)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N+2}{1-D} \quad (31)$$

Na Figura 20 é apresentado um comparativo entre os ganhos de tensão para as topologias que utilizam VMCs utilizando uma relação de transformação $N=3$. Com isso é

Figura 20 - Comparativo do ganho de tensão de diferentes VMCs com conversor *Boost* associado



evidente que o ganho de tensão do o conversor com VMC do tipo 1 cascadeado e VMC do tipo 3 são os que apresentam maior ganho de tensão. Além disso ambas as estruturas apresentam os menores esforços de tensão no interruptor e diodo de saída. Assim, entre as apresentadas são as mais atrativas em aplicações que necessitam elevados ganhos de tensão.

2.1.4 Comparativo entre conversores

Na Tabela 1 é apresentado um comparativo entre os conversores abordados nesta seção. São comparados os seguintes itens: ganho de tensão, esforços de tensão no interruptor e diodo de saída e número de componentes do circuito sendo separados em diodos, capacitores, interruptores e magnéticos (indutores, transformadores e indutores acoplados). Os esforços de corrente dos circuitos não é apresentado no comparativo, pois em aplicações de conversores de alto ganho de tensão deixa baixa tensão, as correntes são baixas. Estas tem valores próximos na maioria dos conversores apresentados. Isso ocorre pois não é usual utilizar circuitos que dividam a corrente em diversos caminhos em aplicações de alto ganho e baixa potência. Com o comparativo da Tabela 1 é possível perceber que com uma baixa adição de componentes é possível elevar de forma considerável o ganho de tensão do conversor *Boost*. O número de magnéticos é apenas 1 para todos os conversores. Porém alguns utilizam um indutor acoplado, os conversores que utilizam estes são acompanhados pelo símbolo “*” sobrescrito na tabela comparativa. Há um aumento no número de diodos para as topologias que utilizam capacitores chaveados ou multiplicadores de tensão e a topologia empilhada e em cascata com indutor acoplado. Em termos de V_i as topologia apresentadas tem o esforço de tensão dado pela mesma equação, portanto em termos de V_o . As topologias que utilizam apenas o indutor acoplado como técnica de alto ganho de tensão tem esforço do diodo de saída mais elevado.

Para a aplicação desejada os conversores com VMC são os que tem melhor rendimento, isso ocorre devido aos esforços de tensão reduzidos. Além destes contarem com regeneração da energia da indutância de dispersão e terem ganhos de tensão bastante elevados. O conversor com SCs em cascata tem como grande vantagem o volume reduzido, isso ocorre, pois não é utilizado um indutor acoplado. Este tem um rendimento levemente inferior em relação as estruturas que utilizam multiplicadores de tensão. O volume do conversor não tem grande importância em microinversores. Assim as estruturas com multiplicadores de tensão, entre as apresentadas anteriormente, são as estruturas mais atrativas para aplicação em microinversores com barramento CC em sistemas fotovoltaicos.

Tabela 1 - Comparativo entre conversores

Topologia	$M = \frac{V_o}{V_i}$	$\frac{V_s}{V_i}$	$\frac{V_{D_o}}{V_i}$	Número de componentes			
				S	D	C	L
<i>Boost</i> (Figura 6(a))	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	1	1	1	1
<i>Boost</i> com dobrador de tensão (Figura 12(a)Figura 12)	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	1	3	3	1
<i>Boost</i> com SCs em cascata (Figura 13)	$\frac{N_{db}}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N_{db}}{2(1-D)}$	1	$2N_{db} + 1$	$2N_{db} + 1$	1
<i>Boost</i> com indutor acoplado em paralelo Figura 15 Erro! Fonte de referência não encontrada. (a)	$\frac{ND+1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N+1}{1-D}$	1	1	1	1*
<i>Boost</i> com indutor acoplado em cascata Figura 15(b))	$\frac{ND+1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N+1}{1-D}$	1	2	2	1*
<i>Boost</i> com indutor acoplado empilhado (Figura 15 (c))	$\frac{ND+1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N+1}{1-D}$	1	2	2	1*
<i>Boost</i> com VMC tipo 1 (Figura 19(a))	$\frac{N+1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N+1}{1-D}$	1	2	2	1*
<i>Boost</i> com VMC tipo 1 cascadeado (Figura 19(b))	$\frac{2N-ND+1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N+1}{1-D}$	1	3	3	1*
<i>Boost</i> com VMC tipo 2 (Figura 19(c))	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N}{1-D}$	1	3	2	1*
<i>Boost</i> com VMC tipo 3 (Figura 19(d))	$\frac{N+2}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{N+1}{1-D}$	1	3	3	1*

3 METODOLOGIA

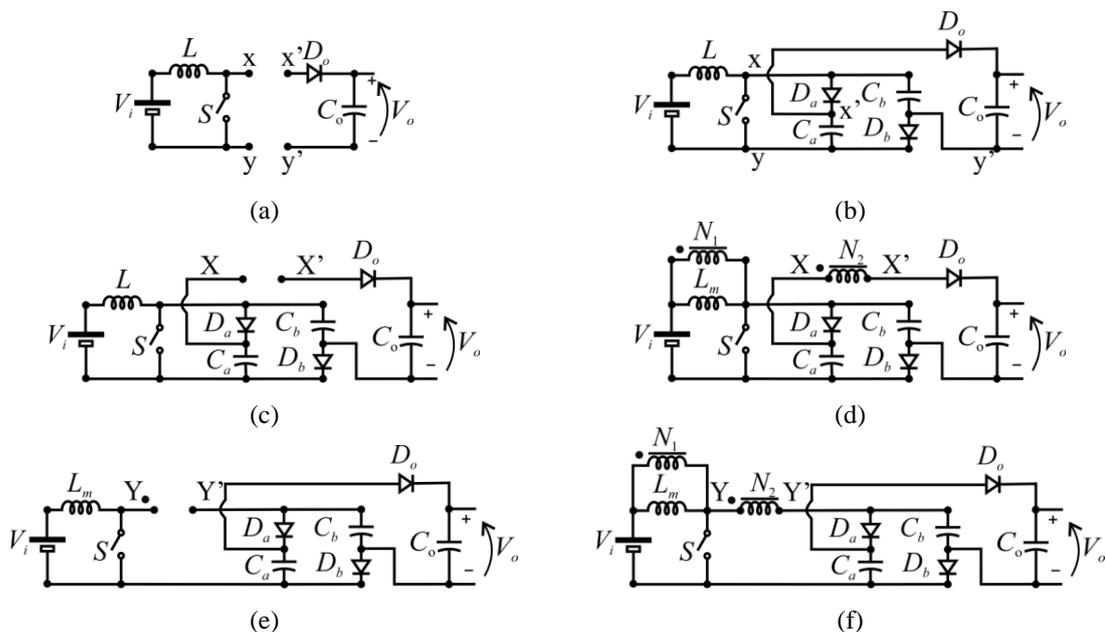
Após avaliar as técnicas elevadoras de tensão e os conversores de alto ganho de tensão, nessa seção é proposta uma nova topologia de alto ganho de tensão. Para isso, o conversor *Boost* apresentado na Figura 6(a) pode ser aberto entre o S e o diodo D_o como apresentado na Figura 21 (a). Pode-se inserir uma célula dobradores de tensão como apresentada na Figura 11. Esta inserção gera o circuito apresentado na Figura 21 (b). O indutor de entrada do circuito pode ser substituído para um indutor acoplado. Há duas possibilidades de inserção do secundário deste indutor. A primeira é inseri-lo entre a célula dobradora de tensão e o diodo de saída como apresentado na Figura 21(c-d). Ou ainda, o secundário do indutor pode ser inserido entre S e o dobrador de tensão originando o circuito apresentado na Figura (e-f).

Para uma análise breve do conversor são feitas as seguintes considerações;

- A indutância de dispersão é nula;
- A relação de transformação do indutor acoplado é dada por $N = N_2/N_1$;
- Os capacitores são grandes suficientes para manter a tensão constante nestes;
- Todos os componentes são ideais, desconsidera-se as perdas do conversor.

Os capacitores C_a e C_b da primeira proposta (Figura 21(d)) são carregados pela tensão da entrada do circuito somados a tensão sobre o indutor L_m , assim a tensão nestes é dada por

Figura 21- Concepção das topologias propostas



Fonte: Autor

(32). O capacitor C_o é carregado pelo secundário do indutor acoplado e pelos capacitores C_a e C_b , assim a tensão de saída do circuito é dada por (33). Isolando o ganho de tensão se encontra (35). A tensão sobre S quando este está bloqueado é dada por (36). Os diodos D_a e D_b bloqueia a tensão dos capacitores C_a e C_b , respectivamente, assim a tensão de bloqueio destes é dada por (37). A tensão sobre os terminais de D_o é dada por (38).

$$V_{C_a} = V_{C_b} = V_i + V_{L_m} = \frac{V_i}{1-D} \quad (32)$$

$$V_o = V_{C_a} + V_{C_b} + V_{N_2} = \frac{ND+2}{1-D} V_i \quad (33)$$

onde V_{N_2} é dada por (34).

$$V_{N_2} = NV_{N_1} \quad (34)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N - ND + 2}{1 - D} \quad (35)$$

$$V_{D_o} = V_i \quad (36)$$

$$V_{D_a} = V_{D_b} = V_{C_a} = V_{C_b} = \frac{V_i}{1-D} \quad (37)$$

$$V_{D_o} = V_o + V_{N_2} - V_{C_a} = \frac{N+1}{1-D} V_i \quad (38)$$

Os capacitores C_a e C_b da segunda proposta (Figura 21(f)) são carregados pela fonte de entrada, primário e secundário dos indutores acoplado assim sua tensão é dada por (39). A tensão de saída é dada pela soma da tensão do secundário do indutor acoplado e dos capacitores C_a e C_b , assim sua tensão é pode ser escrita como (40). Isolando o ganho de tensão se tem (41). A diferença de potencial sobre o interruptor é dada por(42). A tensão sobre os diodos D_a e D_b é dada pela tensão do secundário somada a tensão dos capacitores, assim pode ser escrita por (43). A diferencia de potencial sobre o diodo de saída é dada por (44).

$$V_{C_a} = V_{C_b} = V_i + V_{L_m} + V_{N_2} = \frac{ND+1}{1-D} \quad (39)$$

$$V_o = V_{C_a} + V_{C_b} + V_{N_2} = \frac{N + ND + 2}{1 - D} V_i \quad (40)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N + ND + 2}{1 - D} \quad (41)$$

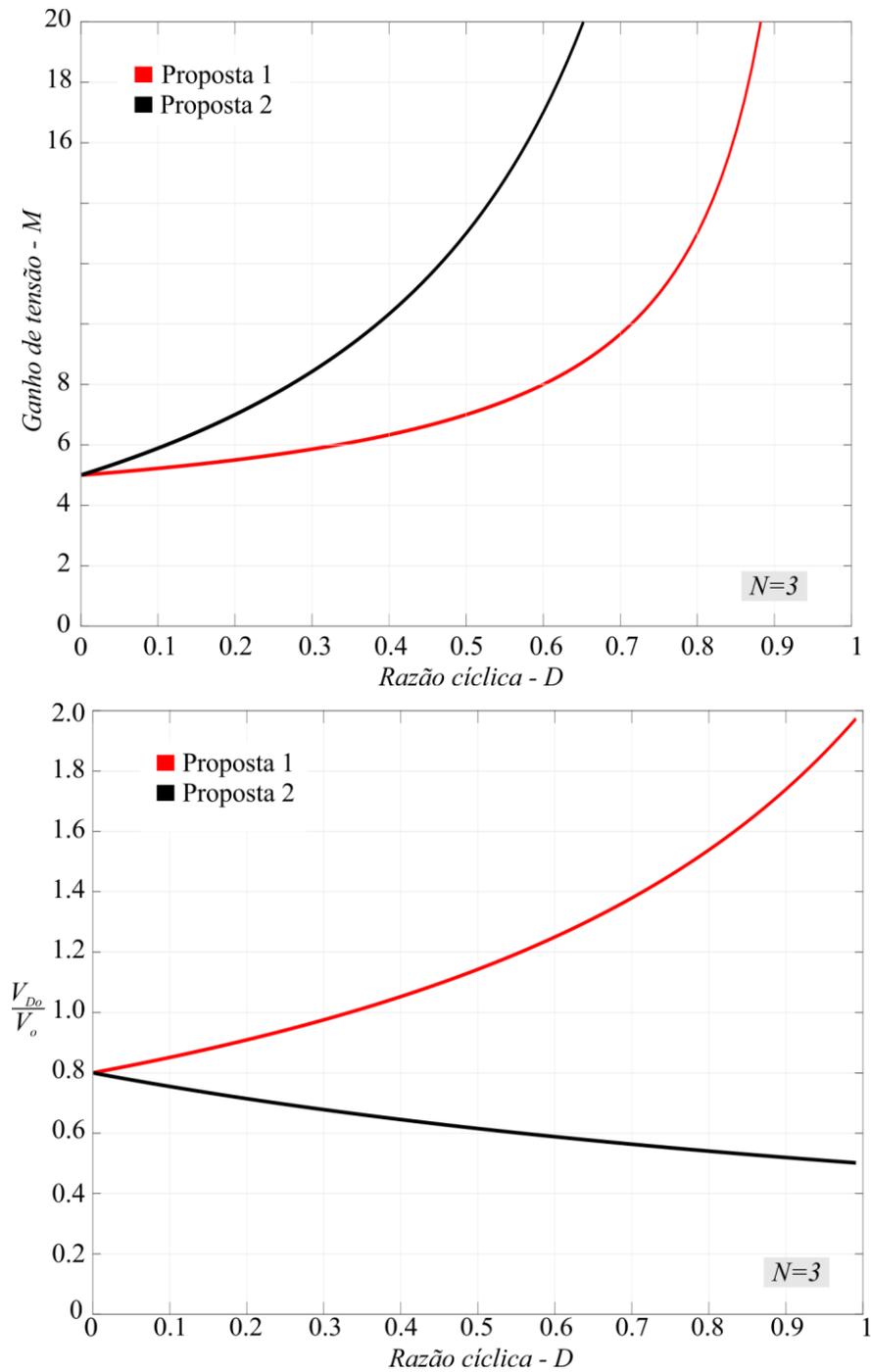
$$V_S = V_i + V_{L_m} = \frac{V_i}{1-D} \quad (42)$$

$$V_{D_a} = V_{D_b} = V_{C_a} + V_{N_2} = \frac{N+1}{1-D} V_i \quad (43)$$

$$V_{D_o} = V_o - V_{C_1} = \frac{N+1}{1-D} V_i \quad (44)$$

Ambas as propostas foram comparadas com uma relação de transformação no indutor

Figura 22 - Comparativo entre as duas topologias propostas



Fonte: Autor

acoplado de $N = 3$, a Figura 22 apresenta o comparativo entre as duas topologias propostas. A Figura 22 (a) apresenta a comparação entre os ganhos de tensão dos dois circuitos, a segunda proposta apresenta o maior ganho para qualquer razão cíclica. A Figura 22 (b) apresenta um comparativo entre os esforços do diodo de saída. Como a tensão de bloqueio em D_o é dada pela mesma equação em termos de V_i , o esforço de tensão neste é inversamente proporcional ao ganho. Assim a proposta 2 apresenta o menor esforço de tensão no diodo de saída, além de apresentar o M elevado. Assim se espera que a topologia da segunda proposta tenham desempenho superior a primeira. Com isso a 2ª proposta será analisada com maior detalhamento no próximo capítulo.

4 PROPOSTA DE TOPOLOGIA

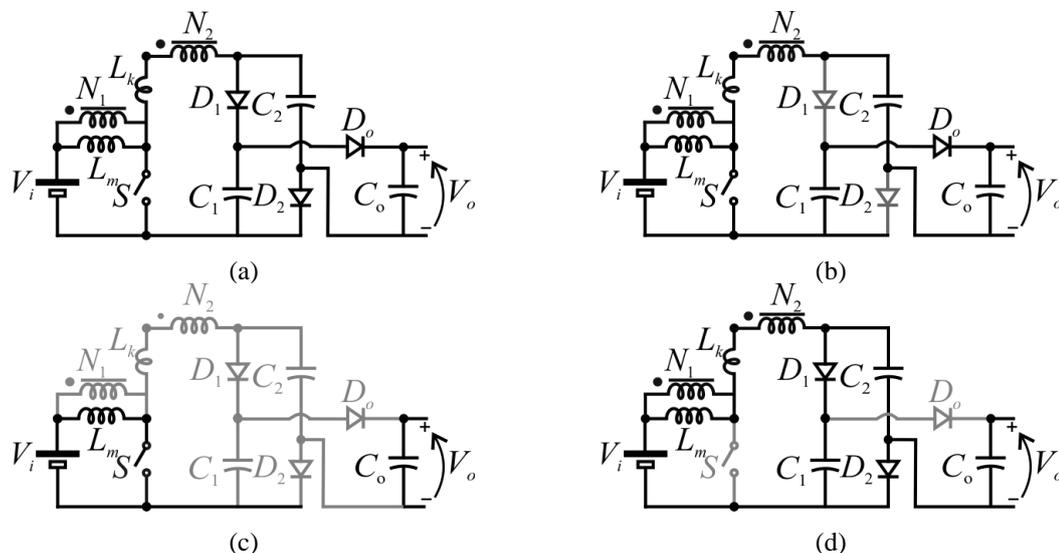
Esta seção apresenta de forma detalhada o princípio de operação, esforço de tensão e corrente nos componentes e metodologia de projeto do conversor proposto. Com o intuito de demonstrar que o conversor alcança um alto ganho de tensão com baixa razão cíclica e reduzida relação de transformação no indutor acoplado. Além disso, os capacitores chaveados atuam como grampeadores naturais e ainda regeneram a energia da indutância de dispersão.

4.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

Em um período de chaveamento completo o circuito tem duas ou três etapas de operação dependendo dos valores de capacitância e indutância de dispersão. O circuito proposto é apresentado pela Figura 23(a). As etapas de operação são apresentadas pelas Figura 23(b-d), onde os componentes em cinza estão desativados, enquanto os componentes em pretos estão conduzindo. Para a análise do conversor são feitas as seguintes considerações:

- O circuito está operando em MCC (Modo de condução contínua) e em regime permanente;
- Todos os semicondutores (S , D_1 , D_2 e D_o) são ideais;
- Os capacitores do circuito (C_1 , C_2 e C_o) são grandes o suficiente para manterem a tensão constante;
- A relação de transformação do indutor acoplado é dada por $N = N_2/N_1$.

Figura 23 - Conversor proposto e suas etapas de operação



Fonte: Autor

- A indutância de dispersão do indutor acoplado é representada por L_k .

A etapa 1 ($t_o - t_I$ Figura 23(b)) inicia no instante em que o interruptor S é acionado. O indutor L_m é magnetizado com a tensão V_i . Assim a corrente i_{L_m} cresce linearmente sendo dada por (45). A tensão da indutância de dispersão (L_k) é dada por (46) sendo aproximadamente nula. Assim assume-se que a corrente no secundário do indutor acoplado e na indutância dispersante é dada por (47). Como consequência a corrente no interruptor é a soma da corrente do primário e secundário do indutor acoplado, conforme (48). Nesta etapa os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados, portanto a corrente sobre ele é nula, enquanto a tensão bloqueada é dada por (49). O diodo de saída D_o está conduzindo a corrente de i_{L_k} , portanto a sua corrente é dada por (50). Nesta etapa, essa malha pode ser redesenhada de acordo com a Figura 24, sendo evidente que nesta etapa o circuito atua como um oscilador LC , onde a frequência do oscilador é dada por (51). Assim, quando a frequência do oscilador LC é maior que a frequência de chaveamento, o conversor apresenta três etapas de operação (Etapa 1, 2 e 3), caso contrário, o conversor apresenta duas etapas de operação (Etapa 1 e 3).

$$i_{L_m} = \frac{V_i}{L_m} t + I_{L_m}(t_o) \quad (45)$$

$$V_{L_k} = V_o - V_{C_1} - V_{C_2} - V_{N_2} \approx 0 \quad (46)$$

$$i_{N_2} = i_{L_k} = \frac{i_{N_1}}{N} = \frac{i_i}{N} - \frac{V_i}{NL_m} t - \frac{I_{L_m}(t_o)}{N} \quad (47)$$

$$i_S = i_{L_m} + (N+1)i_{L_k} \quad (48)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_{N_2} + V_{C_1} = V_{N_2} + V_{C_2} \quad (49)$$

$$i_{D_o} = i_{L_k} = \frac{i_{N_1}}{N} = \frac{i_i}{N} - \frac{V_i}{NL_m} t - \frac{I_{L_m}(t_o)}{N} \quad (50)$$

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_{eq}}} \quad (51)$$

onde f_{LC} é a frequência do oscilador LC e C_{eq} é associação em série das capacitância C_1 , C_2 e C_o , esta é dada por (52).

$$C_{eq} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_o} \right)^{-1} \quad (52)$$

A corrente de um oscilador LC tem forma senoidal. Com isso a corrente da indutância dispersante também pode ser escrita por (53). Quanto maior a frequência do oscilador LC

maior será o pico de tensão no interruptor e no diodo de saída, já que estes dependem da corrente na indutância dispersante.

$$i_{L_k} = I_{L_k \text{ pico}} \operatorname{sen} \left(\frac{t}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \quad (53)$$

A etapa 2 ($t_1 - t_2$ Figura 23(c)) inicia no momento em que a indutância de dispersão fica totalmente desmagnetizada. Este instante de tempo é dado por (54). Nesta etapa o diodo D_o deixa de conduzir e bloqueia a tensão dada por (55). A tensão sobre a indutância magnetizante continua sendo V_i , portanto este permanece magnetizando linearmente, onde sua corrente é dada por (45). Os diodos D_1 e D_2 continuam bloqueados com uma tensão dada por (49). A corrente no interruptor passa a ser apenas a corrente da indutância magnetizante, assim a corrente de S passa a ser (56).

$$T_{LC} = \frac{1}{f_{LC}} = 2\pi \sqrt{L_k C_{eq}} \quad (54)$$

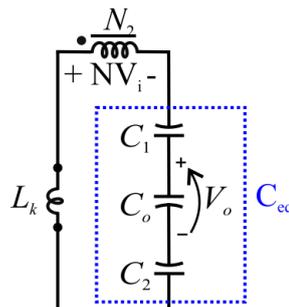
$$V_{D_o} = V_o - V_{C_1} \quad (55)$$

$$i_s = i_{L_m} = \frac{V_i t}{L_m} + I_{L_m}(t_0) \quad (56)$$

A etapa 3 ($t_1 - t_2$ Figura 23(d)) inicia no momento em que o interruptor é aberto, o qual bloqueia a tensão dada por (57). Nesta etapa a tensão da indutância magnetizante é dada por(58), assim a corrente decai linearmente sendo dada por (59). Os diodos D_1 e D_2 entram em condução conduzindo a corrente da indutância de dispersão. Sabe-se que a corrente do primário do indutor acoplado pode ser escrita por (60) e do secundário por(61), unindo ambas equações pode se escrever a corrente da indutância dispersantes e dos diodos como (62).

$$V_s = V_i + V_{L_m} \quad (57)$$

Figura 24 - Etapa 2 do circuito proposto simplificada



$$V_{L_m} = \frac{V_i - V_{C1}}{N + 1} \quad (58)$$

$$i_{L_m} = \frac{V_i - V_{C1}}{(N + 1)L_m} t + i_{L_m}(t_1) \quad (59)$$

$$i_{N_1} = Ni_{N_2} \quad (60)$$

$$i_{N_2} = i_{L_k} = i_{L_m} - i_{N_1} \quad (61)$$

$$i_{D_1} = i_{D_2} = i_{N_2} = \frac{i_{L_m}}{N + 1} \quad (62)$$

A corrente de entrada no circuito é a corrente dada por (63) em todas as etapas. A partir de (53), (60) e (62) a corrente de entrada do circuito pode ser descrita por (64). Com isso é possível perceber que o circuito apresentará uma ondulação considerável na corrente de entrada do circuito.

$$i_i = i_{L_m} + i_{N_1} \quad (63)$$

$$i_i = \begin{cases} i_{L_m} + Ni_{L_{k,pico}} \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{L_k C_{eq}}}\right) & \rightarrow 1^{\text{a}} \text{ Etapa} \\ i_{L_m} & \rightarrow 2^{\text{a}} \text{ Etapa} \\ \frac{i_{L_m}}{N + 1} & \rightarrow 3^{\text{a}} \text{ Etapa} \end{cases} \quad (64)$$

Uma forma de encontrar a corrente de pico na indutância dispersante é a partir do balanço de energia no capacitor de saída. Na primeira etapa de operação a corrente do capacitor de saída é (65), na segunda e terceira etapas a corrente no capacitor de saída é a corrente de saída $I_{C_o} = -I_o$. Realizando o balanço de energia para $T_{LC}/2 < DT_s$ pela equação (66) e isolando $I_{L_{k,pico}}$ se tem (67). Quando $T_{LC}/2 > DT_s$ o balanço de energia do capacitor será dado por (68), isolando $I_{L_{k,pico}}$ se tem (69). A corrente I_{L_k} de pico é reduzida para capacitâncias mais elevadas. Assim é interessante que a frequência do oscilador LC seja menor ou próxima da frequência de chaveamento do circuito. Para evitar altos picos de corrente.

$$I_{C_o} = I_{C_1} + I_{C_2} + I_o = 2i_{L_{k,pico}} \operatorname{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}}\right) - I_o \quad (65)$$

$$\int_0^{T_s} i_{C_o} = 0 \therefore \int_0^{T_{LC}/2} \left[2I_{L_k \text{pico}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}} t \right) - I_o \right] dt - \int_{T_{LC}/2}^{T_s} I_o dt = 0 \quad (66)$$

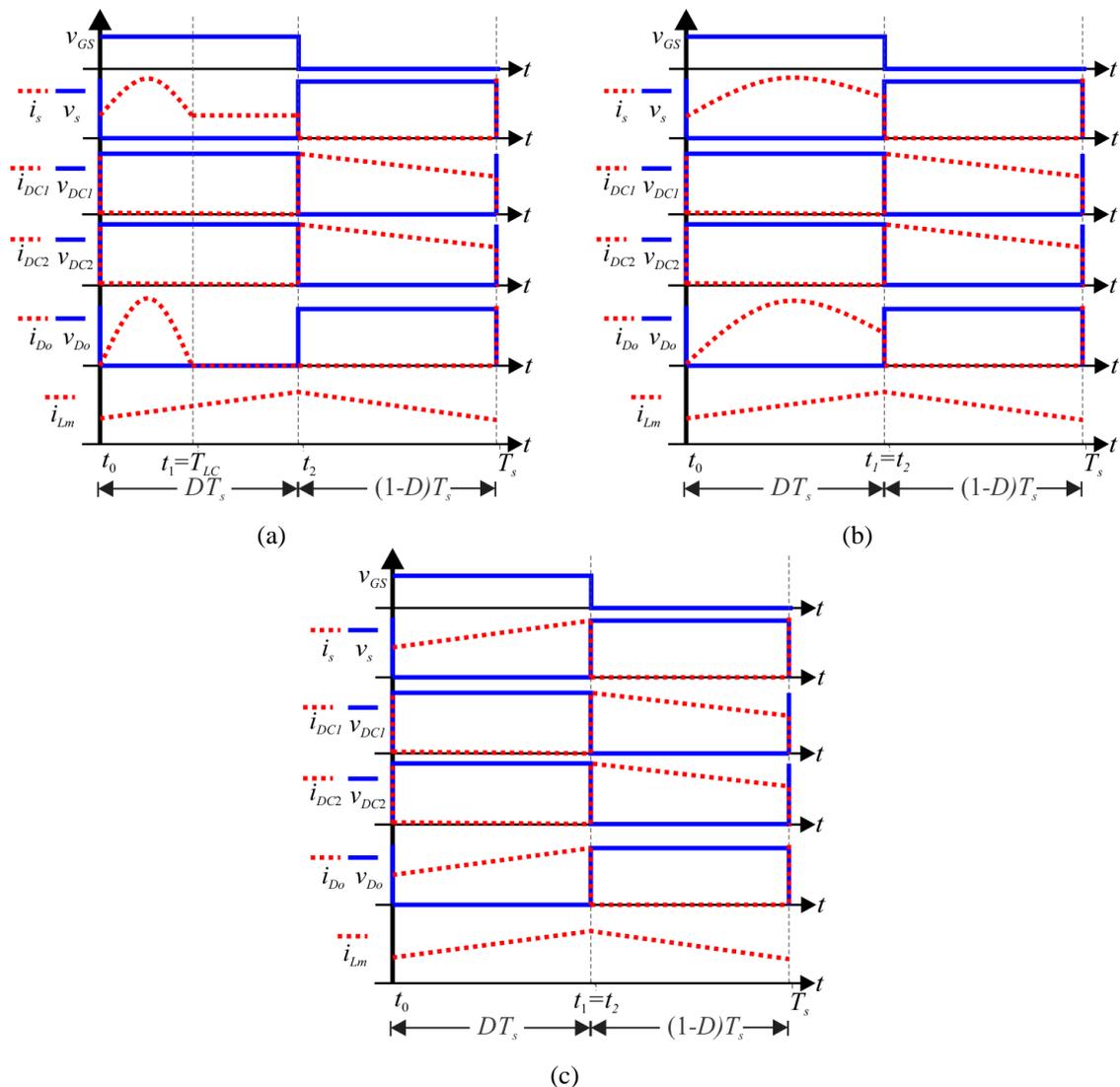
$$I_{L_k \text{pico}} = I_o \frac{T_s}{2\sqrt{L_k C_{eq}}} \quad (67)$$

$$\int_0^{T_s} i_{C_o} = 0 \therefore \int_0^{DT_s} \left[2I_{L_k \text{pico}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}} t \right) - I_o \right] dt - \int_{DT_s}^{T_s} I_o dt = 0 \quad (68)$$

$$I_{L_k \text{pico}} = I_o \frac{T_s}{2\sqrt{L_k C_{eq}} \cos \left(\frac{DT_s}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right)} \quad (69)$$

onde I_o é a corrente de saída dada por (70)

Figura 25 - Formas de ondas genéricas do conversor proposto



$$I_o = \frac{I_{iMéd}}{M} = \frac{I_{iMéd} (1-D)}{(N + ND + 2)} \quad (70)$$

A Figura 25 apresenta as formas de onda genéricas nos principais componentes do conversor, considerando quatro formas de operação distintas dependendo do período do oscilador LC e período de chaveamento. Com $T_{LC}/2 < DT_s$ (Figura 25 (a)) os capacitores podem ter valores de capacitância inferiores, porém o pico de corrente no interruptor e diodo de saída será maior. Com $T_{LC}/2 < DT_s < T_{LC}$ (Figura 23(b)), se tem valores de capacitância médios e picos de corrente razoáveis. Quando $DT_s > T_{LC}$ (Figura 25 (c)) os picos de corrente são reduzidos, porém se tem necessidade de capacitores maiores.

4.2 ESFORÇOS DE CORRENTE

A corrente média de entrada do conversor proposto pode ser escrita como (71), este também é dado por (72). Resolvendo (72) considerando i_{Lm} constante, e isolando a corrente magnetizante, substituindo $I_{Lk_{pico}}$ por (69) o valor médio desta pode ser aproximada por (73).

$$I_{iMéd} = \frac{P_i}{V_i} \quad (71)$$

$$I_i = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i \cdot \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_{LC}/2} i_{Lm} + Ni_{Lk_{pico}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) dt + \int_{T_{LC}/2}^{DT_s} i_{Lm} dt + \int_{DT_s}^{T_s} \frac{i_{Lm}}{N+1} dt \right] dt \quad (72)$$

$$I_{Lm} \simeq \frac{I_i (N+1) \left(1 - \frac{NI_i (1-D)}{2(N + ND + 2)} \right)}{(N-1)D + 2} \quad (73)$$

A corrente eficaz de entrada do circuito pode ser calculada a partir de (74) resultando em (75) para casos em que $T_{LC}/2 < DT_s$. Quando $T_{LC}/2 > DT_s$ a corrente RMS (Valor quadrático médio) é calculada por (76) e resulta em (77). Na primeira etapa de operação a corrente de entrada é dada pela soma dada por (78). Esta atinge seu valor máximo no momento em que a corrente da indutância dispersante está no valor de pico. Assim, a corrente de entrada máxima pode ser escrita como (79).

$$I_{iRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{T_{LC}/2} \left[i_{Lm} + Ni_{Lk_{pico}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \right]^2 dt + \int_{T_{LC}/2}^{DT_s} i_{Lm}^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \frac{i_{Lm}^2}{N+1} dt \right\}} \quad (74)$$

$$I_{i_{RMS}} = \sqrt{I_{L_{mMéd}}^2 \left(D + \frac{(1-D)}{N+1} \right) + N \frac{I_{L_{mMéd}} I_{i_{Méd}} (1-D)}{(N+ND+2)} + \left[\frac{N I_{i_{Méd}} (1-D)}{2(N+ND+2) \sqrt{L_k C_{eq}}} \right]^2 T_s} \quad (75)$$

$$I_{i_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{DT_s} \left[i_{L_m} + N i_{L_{k_{pico}}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \right]^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \frac{i_{L_m}}{N+1} dt \right\}} \quad (76)$$

$$I_{i_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ I_{L_{mMéd}}^2 T_s \left(D + \frac{1-D}{N+1} \right) - N \sqrt{L_k C_{eq}} I_{L_{mMéd}} I_{L_{k_{pico}}} \left[\cos \left(\frac{DT_s}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) - 1 \right] + N^2 I_{L_{k_{pico}}}^2 \left[DT_s - \frac{\sqrt{L_k C_{eq}}}{2} \operatorname{sen} \left(\frac{2DT_s}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \right] \right\}} \quad (77)$$

$$I_i = i_{L_m} + N i_{L_k} \quad (78)$$

$$I_{i_{Máx}} = I_i (T_{LC}/4) = i_{L_m} (T_{LC}/4) + i_{L_k} (T_{LC}/4) = \frac{V_i \pi \sqrt{L_k C_{eq}}}{2L_m} + I_{L_m} (t_o) + N I_{L_{k_{pico}}} \quad (79)$$

O interruptor conduz na primeira e segunda etapa de operação sua corrente, na primeira tem corrente dada por (48) na segunda a corrente é (56). Com isso a corrente eficaz em S é dada por (80) e (81) quando $T_{LC}/2 < DT_s$. Caso $T_{LC}/2 > DT_s$ a corrente eficaz no interruptor é dada por (82) e (83). A corrente máxima do interruptor será dada por (84).

$$I_{S_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{T_{LC}/2} \left[i_{L_m} + (N+1) i_{L_{k_{pico}}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \right]^2 dt + \int_{T_{LC}/2}^{DT_s} i_{L_m}^2 dt \right\}} \quad (80)$$

$$I_{S_{RMS}} = \sqrt{I_{L_{mMéd}}^2 D + (N+1) \frac{I_{L_{mMéd}} I_{i_{Méd}} (1-D)}{(N+ND+2)} + \left[\frac{(N+1) I_{i_{Méd}} (1-D)}{2(N+ND+2) \sqrt{L_k C_{eq}}} \right]^2 T_s} \quad (81)$$

$$I_{S_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{DT_s} \left[i_{L_m} + (N+1) i_{L_{k_{pico}}} \operatorname{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \right]^2 dt \right\}} \quad (82)$$

$$I_{S_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \begin{array}{l} I_{L_{mMéd}} DT_s - (N+1) \sqrt{L_k C_{eq}} I_{L_{Méd}} I_{L_{kPico}} \left[\cos \left(\frac{DT_s}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) - 1 \right] + (N+1)^2 I_{L_{kPico}}^2 \times \\ \left[DT_s - \frac{\sqrt{L_k C_{eq}}}{2} \operatorname{sen} \left(\frac{2DT_s}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \right] \end{array} \right\}} \quad (83)$$

$$I_{S_{Máx}} = i_{L_m} \left(\frac{T_{LC}}{4} \right) + N i_{L_{kPico}} \quad (84)$$

O diodo de saída do circuito conduz apenas na primeira etapa com corrente dada por (50). Assim a corrente média é dada por (85). Quando $T_{LC} < DT_s$ a corrente máxima do circuito é dada por (86). Quando $T_{LC} > DT_s$ o valor máximo de I_{L_k} passa a ser dado por (87).

$$I_{D_{oMéd}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{LC}/2} I_{L_{kPico}} \operatorname{sen} \left(\frac{t}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) dt = \frac{I_{iMédio} (1-D)}{(N+ND+2)} \quad (85)$$

$$I_{D_{oMáx}} = I_{L_{kMáx}} = I_{L_{kPico}} \quad (86)$$

$$I_{D_{oMáx}} = I_{L_{kMáx}} = I_{L_{kPico}} \operatorname{sen} \left(\frac{DT_s}{\sqrt{L_k C_{eq}}} \right) \quad (87)$$

Os diodos D_1 e D_2 conduzem apenas na terceira etapa de operação sendo que sua corrente é dada por (62). Com isso seu valor médio é dado por (88). Enquanto a corrente máxima é (89).

$$I_{D_{1Méd}} = I_{D_{2Méd}} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \frac{i_{L_m}}{N+1} dt = \frac{I_{L_{mMédio}}}{N+1} (1-D) \quad (88)$$

$$I_{D_{1Máx}} = I_{D_{2Máx}} = \frac{I_{L_{mMáx}}}{N+1} = I_{L_{mMéd}} + \frac{V_i DT_s}{L_m} \quad (89)$$

4.3 GANHO DE TENSÃO

Para simplificar a operação do circuito e diminuir picos de corrente, será considerado para fins de análise que $DT_s > T_{LC}/2$, suprimindo a segunda etapa de operação da proposta de conversor. A energia em um ciclo completo de chaveamento de um indutor é nula, realizando o balanço de energia na indutância magnetizantes se tem (90). Resolvendo esta equação a tensão nos capacitores C_1 e C_2 será dada por (91). Na primeira etapa de operação o capacitor

C_o é carregado por C_1 , C_2 e N_2 assim a tensão do circuito é dada por (92). Isolando o ganho de tensão se tem (93).

$$\int_0^{T_s} v_{L_m} dt = \int_0^{DT_s} V_i t dt + \int_{DT_s}^{T_s} \frac{V_i - V_{C_1}}{N+1} t dt = 0 \quad (90)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{ND+1}{1-D} V_i \quad (91)$$

$$V_o = V_{C_o} = V_{C_1} + V_{C_2} + V_{N_2} = \frac{N+ND+2}{1-D} V_i \quad (92)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N+ND+2}{1-D} \quad (93)$$

4.4 ESFORÇOS DE TENSÃO

O interruptor da topologia proposta bloqueia a passagem de corrente na terceira etapa de operação do circuito. A tensão de bloqueio de S é a tensão de entrada somada a tensão sobre os terminais do primário do indutor acoplado. A tensão do primário do indutor acoplado nesta etapa é dada por (94). Assim a tensão de bloqueio do interruptor pode ser descrita como (95).

$$V_{L_m} = \frac{V_i D}{(1-D)} \quad (94)$$

$$V_S = V_i + V_{L_m} = \frac{V_i}{1-D} \quad (95)$$

Os diodos D_1 e D_2 bloqueiam a tensão do secundário do indutor acoplado somado ao capacitor C_1 e C_2 respectivamente. A tensão no secundário do indutor acoplado é dada por (96), e a tensão dos capacitores é (91). Com isso a tensão de bloqueio de D_1 e D_2 pode ser descrita por (97). O diodo D_o bloqueia a passagem de corrente na terceira etapa de operação esta tensão de bloqueio é a tensão de saída do circuito subtraída da tensão dos capacitores C_1 e C_2 . Substituindo (91) em (55) se tem (98).

$$V_{N_2} = NV_{N_1} = NV_i \quad (96)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_{N_2} + V_{C_1} = \frac{N+1}{1-D} V_i \quad (97)$$

$$V_{D_o} = \frac{N+1}{1-D} V_i \quad (98)$$

4.5 PROJETO DE INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIAS

A partir de (45) é possível encontrar a corrente máxima no indutor de magnetização, dada por (99). Como a corrente mínima do indutor é $I_{L_{mMIN}} = I_{L_{mMÁX}} - \Delta I_{L_m}$. Assim a variação de corrente em L_m pode ser escrita por (100), isolando a indutância magnetizante se tem (100). Com isso é possível projetar um indutor adequado dependendo da variação desejada neste a partir de (101).

$$I_{L_{mMÁX}} = \frac{V_i}{L_m} DT_s + I_{L_m}(t_o) \quad (99)$$

$$\Delta I_{L_m} = I_{L_{mMÁX}} - I_{L_{mMIN}} = \frac{V_i DT_s}{L_m} \quad (100)$$

onde $I_{L_{mMÁX}}$ é a corrente máxima no indutor magnetizante, $I_{L_{mMIN}}$ é a corrente mínima na indutância de magnetização e ΔI_{L_m} é a variação de corrente em L_m .

$$L_m = \frac{V_i DT_s}{\Delta I_{L_m}} \quad (101)$$

Os capacitores C_1 e C_2 são carregados pela corrente da equação (62) na terceira etapa de operação. No início desta etapa se tem o mínimo de tensão em C_1 e C_2 , no final desta a tensão atinge o seu máximo, assim a variação de tensão em C_1 e C_2 pode ser descrita por (102). Isolando a capacitância se tem (103).

$$\Delta V_{C_1} = \Delta V_{C_2} = \int_{DT_s}^{T_s} i_{C_1} dt = \frac{1}{C_1} \int_{DT_s}^{T_s} \frac{I_{L_m}}{2(N+1)} dt = \frac{I_{L_m} (1-D) T_s}{2(N+1) C_1} \quad (102)$$

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{L_m} (1-D) T_s}{2(N+1) \Delta V_{C_1}} \quad (103)$$

O capacitor de saída C_o é descarregado por uma corrente $I_{C_o} = I_o$ na terceira etapa de operação. Assim a variação da tensão de saída pode ser escrita por (104). Isolando C_o a capacitância pode ser projetada a partir de (105).

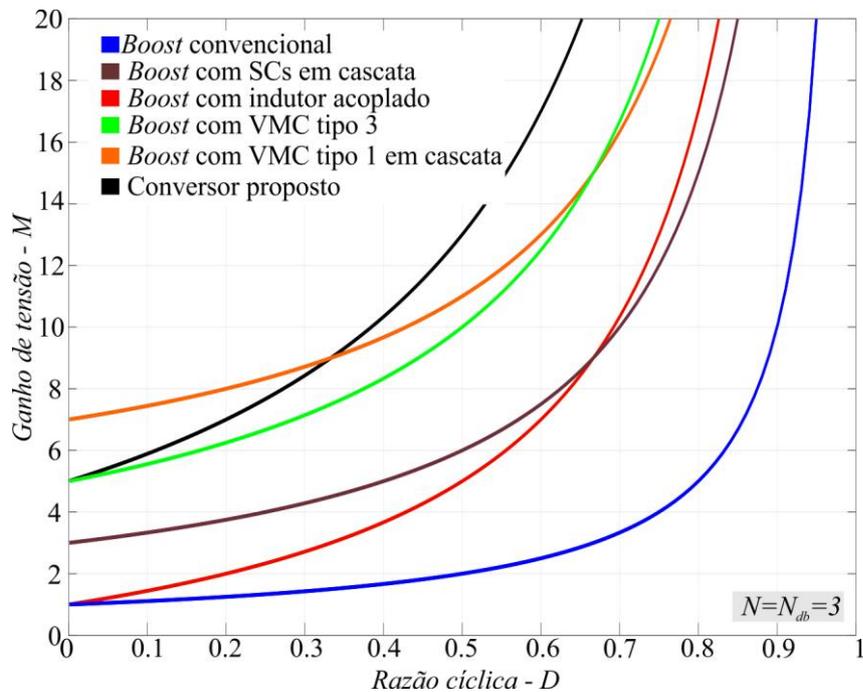
$$\Delta V_o = \frac{I_o (1-D) T_s}{C_o} \quad (104)$$

$$C_o = \frac{I_o (1-D) T_s}{\Delta V_o} \quad (105)$$

4.6 COMPARATIVO

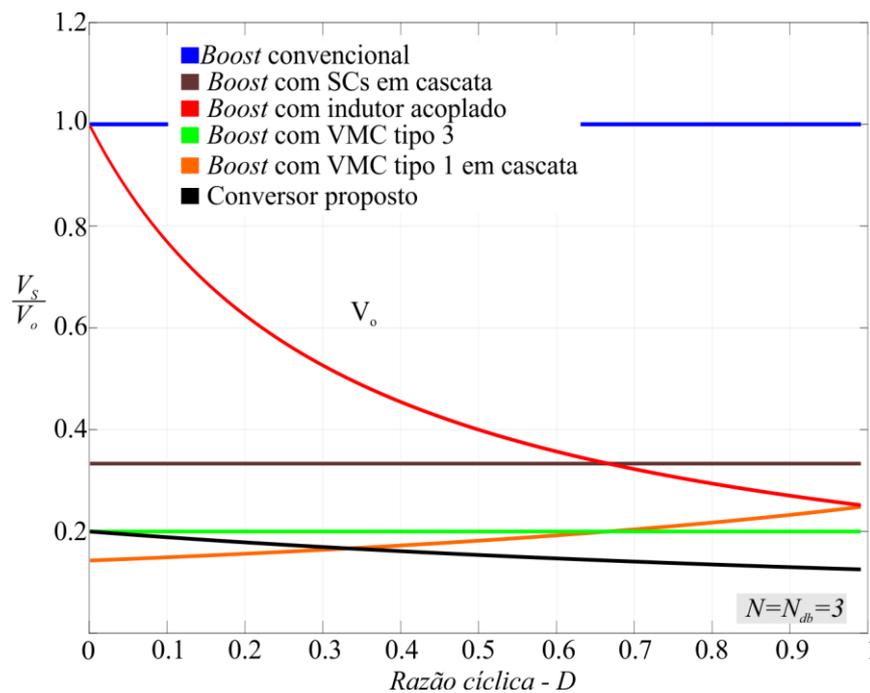
Nesta secção é apresentado um comparativo entre o ganho de tensão e tensões de bloqueio do interruptor e diodo de saída dos principais conversores apresentados neste trabalho. Os conversores presentes no comparativo são: Conversor *Boost* (Figura 6(a)), *Boost* com 3 células dobradoras de tensão (Figura 13), *Boost* com indutor acoplado, *Boost* com

Figura 26 - Comparativo ganhos de tensão



Fonte: Autor

Figura 27 - Comparativo esforço de tensão no interruptor



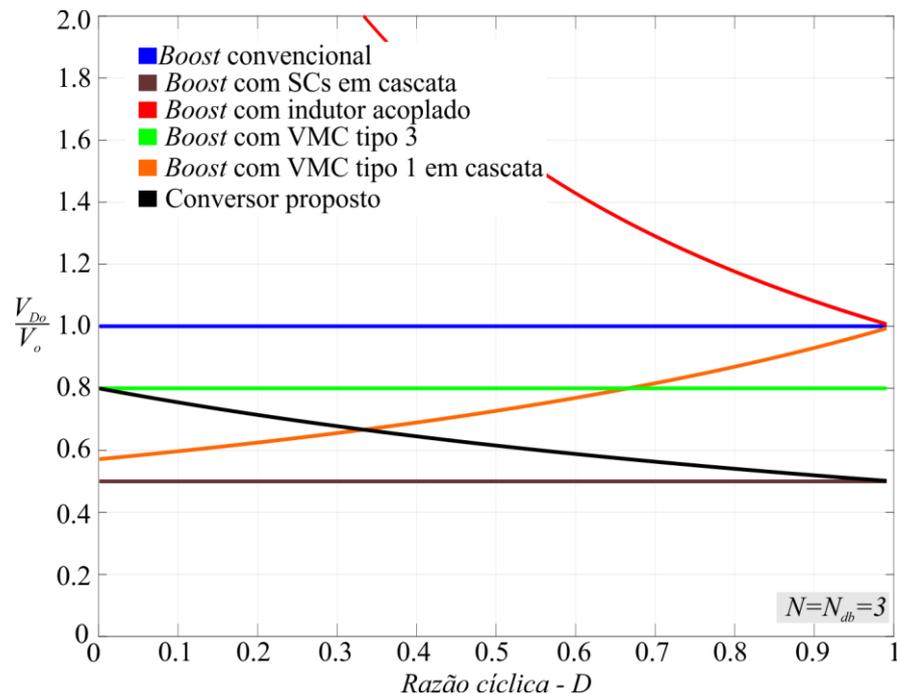
Fonte: Autor

VMC tipo 1 cascateado (Figura 19(b)), *Boost* com VMC tipo 3(Figura 19(d)). Para as topologias que tem indutor acoplado foi considerada uma relação de transformação $N = 3$.

A Figura 26 apresenta o comparativo entre o ganho de tensão, é perceptível que para uma razão cíclica superior a 0,333 a topologia tem o maior M . Na Figura 27 é apresentada a comparação de V_s/V_o , esse gráfico é inversamente proporcional ao anterior. Isso ocorre pois todos os conversores apresentados tem a tensão de bloqueio de S dada por (95) em termos de V_i e D . Assim o menor esforço de tensão para $D > 1/3$ é o da topologia proposta.

Na Figura 28 a tensão de bloqueio do diodo de saída é comparada. A topologia com menor tensão de bloqueio em D_o é o conversor *Boost* células dobradoras de tensão, seguido da topologia proposta para $D > 1/3$. Assim é evidente que a proposta de topologia tem características bastante interessantes em relação ao ganho de tensão e a esforços de tensão nos semicondutores do circuito.

Figura 28 - Comparativo entre esforços de tensão no diodo de saída



Fonte: Autor

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validação dos esforços e ganho de tensão do circuito proposto com a indutância de dispersão, diodos ideais e capacitores ideais (Figura 23(a)), projetou-se um circuito com as especificações da Tabela 2. Para tal aplicação o ganho de tensão necessário é dado por (106). Isolando D em (93) se encontra a razão cíclica no chaveamento do conversor calculada por (107). Os valores de capacitâncias dos capacitores do dobrador de tensão é calculada a partir de (108), C_o é calculado a partir de (111). A indutância magnetizante do indutor acoplado é calculada a partir de (112).

$$M = \frac{V_o}{V_i} = 13,33 \quad (106)$$

$$D = 0,51 \quad (107)$$

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{L_m} (1-D)}{2(N+1)\Delta V_{C_1} f_s} = 1,24 \mu F \quad (108)$$

Tabela 2 - Dados de projeto

Símbolo	Nome	Valor
P_i	Potência de entrada	200 W
M	Ganho de tensão	13.33
V_i	Tensão de entrada	30 V
V_o	Tensão de saída	400 V
N	Relação de transformação do indutor acoplado	3
D	Razão cíclica	0.51
f_s	Frequência de chaveamento	50 kHz
L_m	Indutância magnetizante	244,9 μ H
L_k	Indutância de dispersão	6,87 μ H
ΔI_{L_m}	Ondulação da corrente	20 %
C_1 e C_2	Capacitores	1.5*/5.0** μ F
ΔV_C	Ondulação de tensão	5%
C_o	Capacitor de saída	1*/5.0** μ F
ΔV_{C_o}	Ondulação da tensão de saída	2%

onde I_{L_m} é dado por (109) e V_{C_1} é (110)

$$I_{L_m} \approx \frac{I_i (N+1) \left(1 - \frac{NI_i(1-D)}{2(N+ND+2)} \right)}{(N-1)D+2} \approx 7,84A \quad (109)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{ND+1}{1-D} \approx 155V \quad (110)$$

$$C_o = \frac{I_o(1-D)}{\Delta V_o f_s} = 612,5nF \quad (111)$$

$$L_m = \frac{V_i D}{\Delta I_{L_m} f_s} = 196\mu H \quad (112)$$

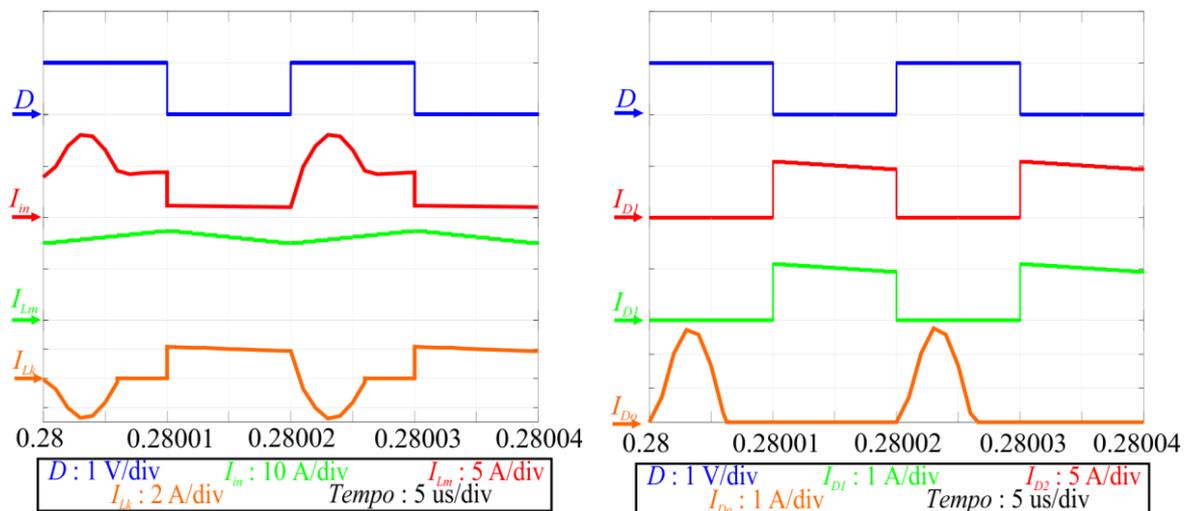
Assim os valores da Tabela 2 atende as especificações definidas. Para que o conversor tenha duas etapas de operação é necessário que a frequência de chaveamento do conversor multiplicada por sua razão cíclica seja inferior a metade frequência de oscilação do circuito. Calculando a capacitância equivalente necessária a partir de (53) para que o circuito tenha apenas duas etapas de operação é encontrado o valor de $C_{eq}=1,41\mu F$, como os valores cálculos a partir da ondulação desejada não são suficientes para o circuito ter apenas 2 etapas de simulação o conversor é simulado com diferentes valores de capacitância apresentados na Tabela 2.

Primeiramente o ganho de tensão do circuito foi validado, para isso simulou-se o conversor proposto com diversas razões cíclicas diferentes. Um gráfico com um comparativo do M ideal e o ganho simulado é apresentado na Figura 29. Com a análise da figura é perceptível que o ganho de tensão ideal é próximo ao simulado para razões cíclicas entre 0,3 e 0,65. Essa pequena diferença ocorre, pois no cálculo do ganho de tensão não se considera a indutância de dispersão L_k . Assim, o ganho de tensão calculado é válido.

Para validar os cálculos relacionados a ondulação das formas de onda de corrente e tensão primeiramente com valores de capacitância com 3 etapas de operação é simulado. O circuito proposto foi simulado no *software* PSIM, as formas de onda de tensão do circuito simulado são mostradas na Figura 31. A tensão dos capacitores C_1 e C_2 idealmente é dada por (110), no circuito simulado esta oscilou de 144 a 150V, atendendo os 5% de ondulação de projeto. A tensão de bloqueio de S idealmente é dada por (113), o circuito simulado teve uma tensão de 58,5 a 60V. A tensão de bloqueio de D_1 e D_2 , é dada por (114), na simulação esta oscilou de 230 a 242V. O esforço de tensão do diodo de saída é dado por (115), no circuito simulado esta variou de 231 a 242 V. Assim é possível afirmar que as equações são válidas.

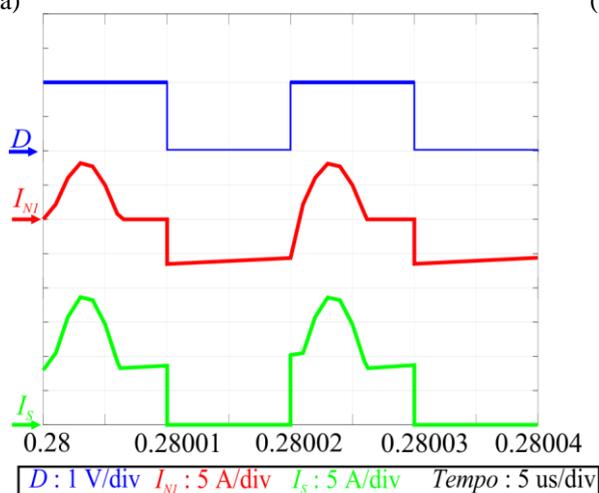
O circuito proposto foi simulado no *software* PSIM, as formas de onda de tensão do circuito simulado são mostradas na Figura 31. A tensão dos capacitores C_1 e C_2 idealmente é

Figura 30 - Correntes obtidas a partir de simulação



(a)

(b)



(c)

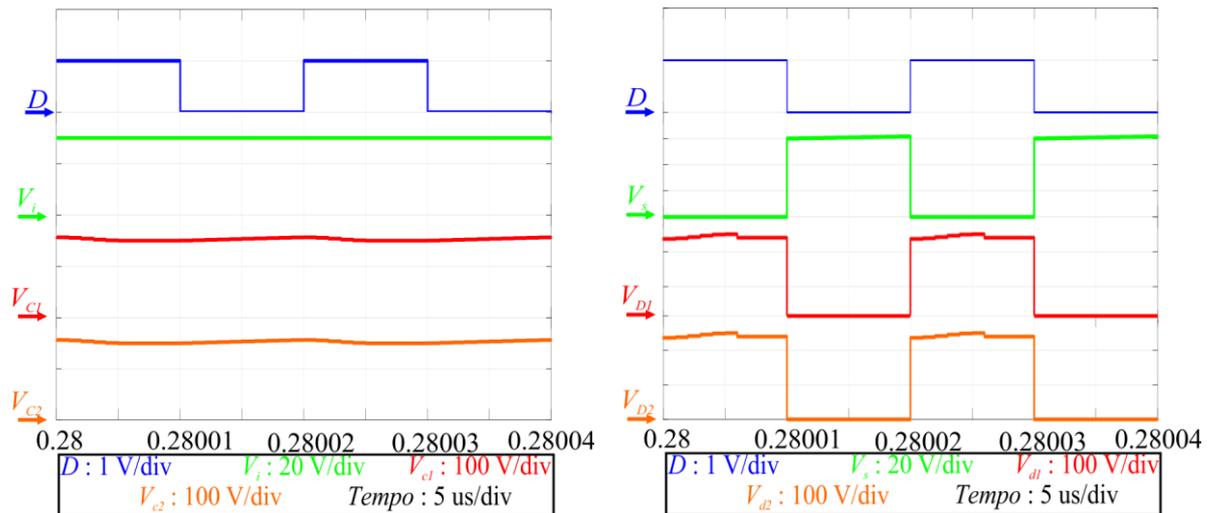
dada por (110), no circuito simulado esta oscilou de 144 a 150V, atendendo os 5% de ondulação de projeto. A tensão de bloqueio de S idealmente é dada por (113), o circuito simulado teve uma tensão de 58,5 a 60V. A tensão de bloqueio de D_1 e D_2 , é dada por (114), na simulação está oscilou de 230 a 242V. O esforço de tensão do diodo de saída é dado por (115), no circuito simulado esta variou de 231 a 242 V. Assim é possível afirmar que as equações são válidas.

$$V_s = \frac{V_i}{1-D} \approx 61,2V \quad (113)$$

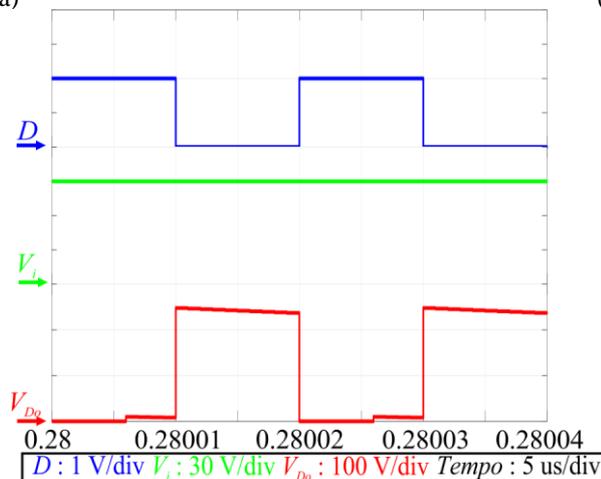
$$V_{D_1} = V_{D_2} = \frac{N+1}{1-D} V_i \approx 244,9V \quad (114)$$

$$V_{D_o} = \frac{N+1}{1-D} V_i \approx 244,9V \quad (115)$$

Figura 31 - Esforços de tensão do circuito simulado



(a) (b)



(c)

Da mesma forma os esforços de corrente nos componentes foram validados, as formas de ondas gerada pela simulação são apresentadas na Figura 30. A corrente média da indutância de magnetização é dada por (116), o seu máximo é dado por (117), e o valor mínimo é (118). Observa a forma de onda apresentada em verde na Figura 30(a), é possível admitir que a equação utilizada é válida.

$$I_{L_m} \simeq \frac{I_i (N+1) \left(1 - \frac{NI_i(1-D)}{2(N+ND+2)} \right)}{(N-1)D+2} = 7,84A \quad (116)$$

$$I_{L_mMáx} = I_{L_m} + \frac{\Delta I_{L_m}}{2} = 8,63A \quad (117)$$

$$I_{L_mMin} = I_{L_m} - \frac{\Delta I_{L_m}}{2} = 7,06A \quad (118)$$

A corrente eficaz do circuito ideal é dada por (77) este é compatível com valor gerado em simulação $I_{in_{RMS}} = 7,78A$. O valor de pico do corrente de indutância de dispersão é dado por (119) observando a forma de onda em laranja na Figura 30 (a), percebe-se um valor próximo. Na segunda etapa de operação a corrente nesta é dada por (120), essa proporcionalidade é perceptível ao comparar-se a forma de onda de i_{L_m} e i_{L_k} na Figura 30(a).

$$I_{L_k\text{pico}} = I_o \frac{T_s}{2\sqrt{L_k C_{eq}} \cos\left(\frac{DT_s}{\sqrt{L_k C_{eq}}}\right)} = 1,45A \quad (119)$$

$$i_{L_k} = \frac{i_{L_m}}{N+1} \quad (120)$$

A Figura 30(b) apresenta as formas de onda de corrente nos diodos do conversor. As correntes média e máxima ideais nos diodos D_1 e D_2 são dadas respectivamente por (121) e (122). Para o diodo de saída as corrente média é (123), enquanto a máxima o mesmo da indutância de dispersão, assim por ser escrita como (124). Assim é possível constatar que as equações das correntes ideais deduzidas são válidas para o conversor proposto. A corrente de S quando este está em condução é a corrente da indutância magnetizante somada a corrente do primário e secundário do indutor acoplado. A corrente máxima no interruptor idealmente é dada por (125).

$$I_{D_1Méd} = I_{D_2Méd} = \frac{I_{L_mMédio}}{N+1} (1-D) = 0,96A \quad (121)$$

$$I_{D_{1Máx}} = I_{D_{2Máx}} = \frac{I_{L_mMáx}}{N+1} (1-D) = 1,06A \quad (122)$$

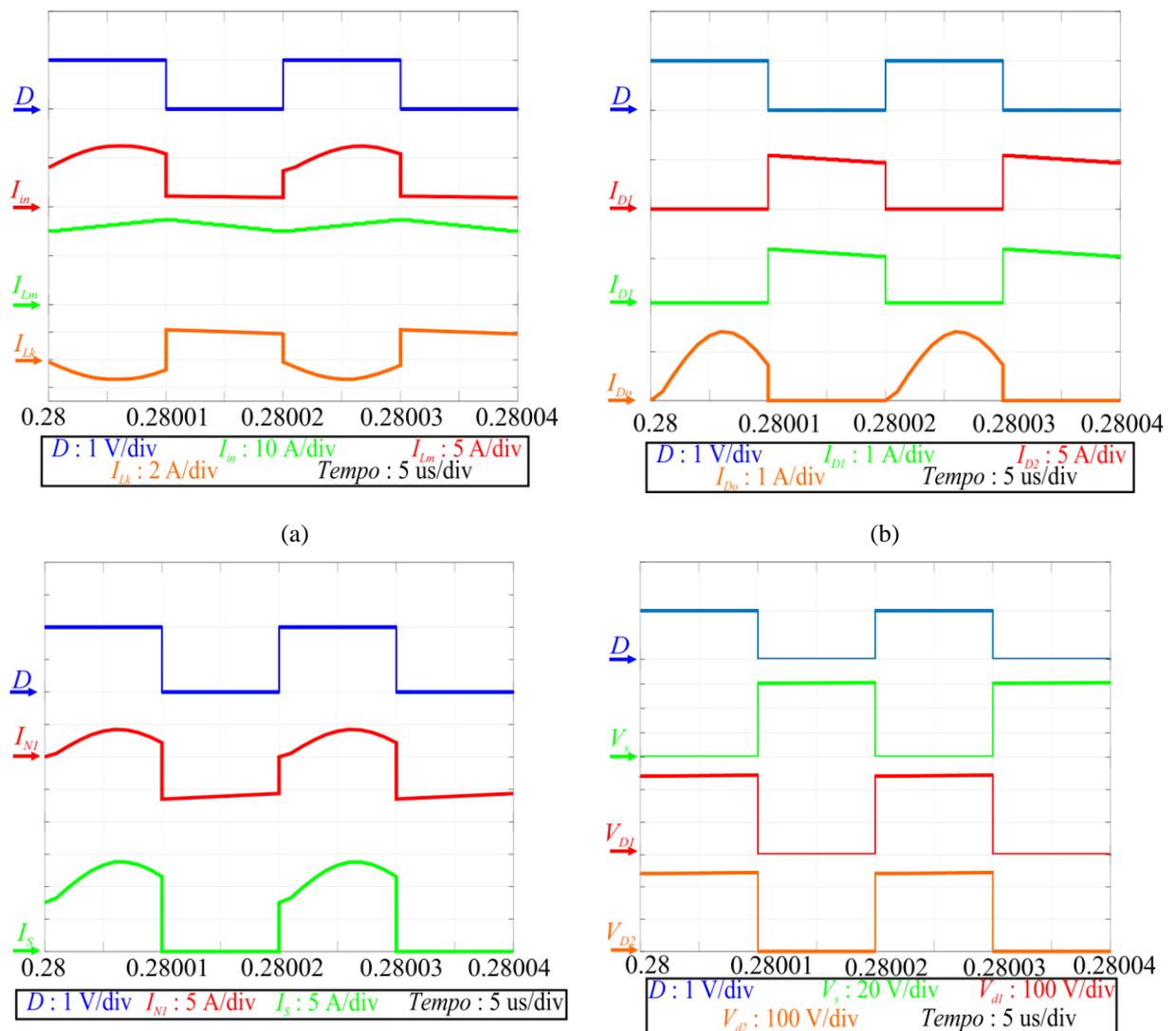
$$I_{D_{oMédio}} = \frac{I_{inMéd}}{(N+ND+2)} = 0,5A \quad (123)$$

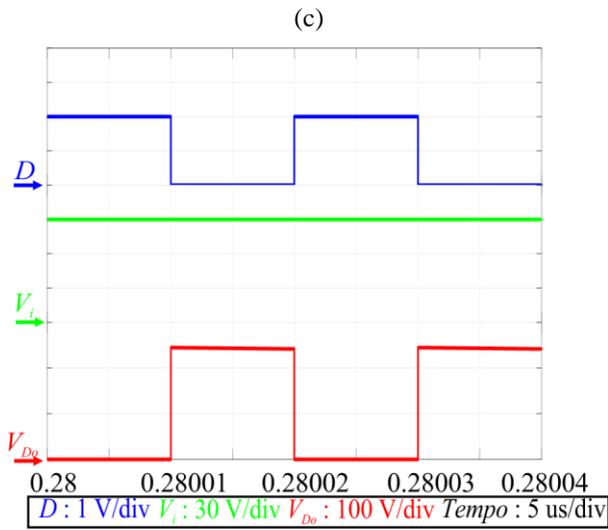
$$I_{D_{oMáx}} = I_{L_kpico} = 1,45A \quad (124)$$

$$I_{S_{Máx}} = i_{L_m} \left(\frac{T_{LC}}{4} \right) + Ni_{L_kpico} = 13,75A \quad (125)$$

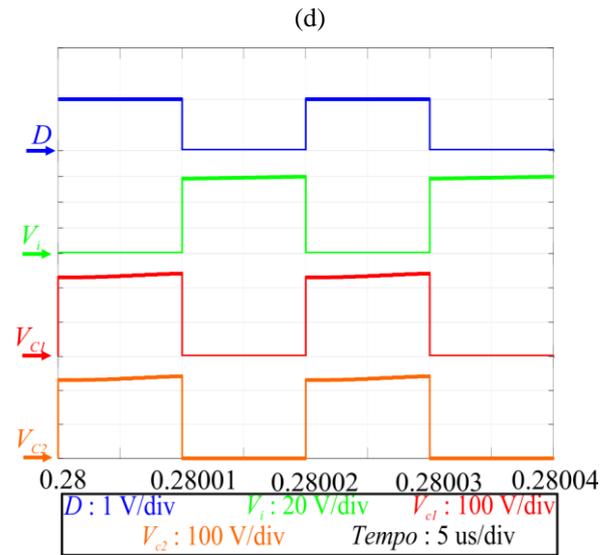
O conversor também foi simulado com capacitâncias suficientes para operar com 2 etapas de operação. Com isso é possível perceber que as ondulações de tensão são baixíssimas e os picos de corrente são altamente reduzidos.

Tabela 3- Formas de onda para operação em 2 etapas.





(e)



(f)

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A topologia apresentada pode ser aplicada em microinversores com barramento CC, esta topologia atende o alto ganho necessário para o estágio CC-CC de um MIC. Foram apresentadas diversas topologias de elevado ganho de tensão utilizando diferentes técnicas para atingir este. A topologia proposta, constituída por um indutor acoplado e um dobrador de tensão apresentou reduzidos esforços nos componentes e alto ganho de tensão com reduzida relação de transformação no indutor acoplado. Além disso os esforços nos semicondutores são reduzidos. O conversor proposto foi simulado, os esforços de tensão e corrente do circuito simulado foram próximos aos resultados calculados para o circuito ideal. As simulações não demonstraram picos de tensão e corrente nos componentes do circuito, possibilitando o uso de semicondutores com tensão de bloqueio reduzida a baixas especificações de corrente. Com isso se espera que o conversor proposto tenha um elevado rendimento, este ainda necessita ser estimado. A estimativa deve ser validada com um protótipo físico do circuito.

REFERÊNCIAS

- AJAMI, Ali; ARDI, Hossein; FARAKHOR, Amir. A novel high step-up DC/DC converter based on integrating coupled inductor and switched-capacitor techniques for renewable energy applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 8, p. 4255-4263, 2014.
- AMIR, Asim et al. Transformerless high gain boost and buck-boost DC-DC converters based on extendable switched capacitor (SC) cell for stand-alone photovoltaic system. **Solar Energy**, v. 171, p. 212-222, 2018.
- AN, Le; LU, Dylan Dah-Chuan. Analysis of DC bus capacitor current ripple reduction in basic DC/DC cascaded two-stage power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 12, p. 7467-7477, 2016.
- ANDRADE, António Manuel Santos Spencer et al. Comparative evaluation of single switch high-voltage step-up topologies based on boost and zeta PWM cells. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2322-2334, 2017.
- ANDRADE, António Manuel Santos Spencer et al. Synthesis and comparative analysis of very high step-up DC-DC converters adopting coupled-inductor and voltage multiplier cells. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 5880-5897, 2017.
- ANDRADE, António Manuel Santos Spencer; SCHUCH, Luciano; DA SILVA MARTINS, Mario Lúcio. High step-up PV module integrated converter for PV energy harvest in FREEDM systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 2, p. 1138-1148, 2016.
- CHUB, Andrii et al. A review of galvanically isolated impedance-source DC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 4, p. 2808-2828, 2015.
- CUCE, Erdem; HARJUNOWIBOWO, Dewanto; CUCE, Pinar Mert. Renewable and sustainable energy saving strategies for greenhouse systems: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 64, p. 34-59, 2016.
- DENG, Yan et al. Single-switch high step-up converters with built-in transformer voltage multiplier cell. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3557-3567, 2012.
- DESHPANDE, Soham; BHASME, N. R. A review of topologies of inverter for grid connected PV systems. In: **2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)**. IEEE, 2017. p. 1-6.
- DREHER, Jacson Rodrigo. **Conversores boost-flyback integrados para aplicações em alto ganho de tensão**. 2012. Dissertação de Mestrado. Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
- EPE. Balanço Energético Nacional 2019. 2019
- EPE. Projeção da demanda de energia elétrica para os próximos 10 anos (2017-2026). 2017.
- FOROUZESH, Mojtaba et al. High-efficiency high step-up DC-DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 5967-5982, 2017.
- FOROUZESH, Mojtaba et al. Step-up DC-DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143-9178, 2017.
- KJAER, Soeren Baekhoej; PEDERSEN, John K.; BLAABJERG, Frede. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE transactions on industry applications**, v. 41, n. 5, p. 1292-1306, 2005.

LEE, Sin-Woo; DO, Hyun-Lark. High step-up coupled-inductor cascade boost DC–DC converter with lossless passive snubber. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 10, p. 7753-7761, 2018.

LI, Quan; WOLFS, Peter. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1320-1333, 2008.

LIU, Huawu et al. Overview of high-step-up coupled-inductor boost converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 689-704, 2016.

MA, Jieming et al. Detection and assessment of partial shading scenarios on photovoltaic strings. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 6, p. 6279-6289, 2018.

MAYO-MALDONADO, Jonathan C.; ROSAS-CARO, Julio C.; RAPISARDA, Paolo. Modeling approaches for DC–DC converters with switched capacitors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 2, p. 953-959, 2014.

PRUDENTE, Marcos et al. Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC–DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 871-887, 2008.

QAZI, Atika et al. Towards Sustainable Energy: A Systematic Review of Renewable Energy Sources, Technologies, and Public Opinions. **IEEE Access**, v. 7, p. 63837-63851, 2019.

SHEN, Yanfeng et al. Wear-Out Failure Analysis of an Impedance-Source PV Microinverter Based on System-Level Electrothermal Modeling. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 5, p. 3914-3927, 2018.

WANG, Cheng-Shan et al. A 5-kW Isolated High Voltage Conversion Ratio Bidirectional CLTC Resonant DC–DC Converter With Wide Gain Range and High Efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 1, p. 340-355, 2018.

WARADZYN, Zbigniew et al. Efficiency analysis of MOSFET-based air-choke resonant DC–DC step-up switched-capacitor voltage multipliers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 11, p. 8728-8738, 2017.

ZAPATA, Jaime W. et al. Analysis of partial power DC–DC converters for two-stage photovoltaic systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 591-603, 2018.

ZHAO, Qun; TAO, Fengfeng; LEE, Fred C. A front-end DC/DC converter for network server applications. In: **2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)**. IEEE, 2001. p. 1535-1539.

ZHENG, Yifei; XIE, Wenhao; SMEDLEY, Keyue Ma. Interleaved High Step-Up Converter With Coupled Inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 7, p. 6478-6488, 2018.