

Avaliação de Conversores Boost-Flyback Empilhados com Dois e Três Enrolamentos e Multiplicador de Tensão

Pablo Henrique Costa da Silva Bernardo Loureiro¹, António Manuel Santos Spencer Andrade¹

¹Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil
e-mail: pablo_loureiro@hotmail.com, antonio.andrade@ufsm.br

Resumo – As estruturas de um indutor acoplado com dois e três enrolamentos têm ganhado popularidade nas aplicações de conversores de alto ganho de tensão. Essas células permitem gerar uma infinidade de topologias de conversores. Porém, até o momento, não há uma discussão comparativa entre ambos os modelos. Assim, esse artigo apresenta uma avaliação de conversores CC-CC de alto ganho de tensão baseados na estrutura empilhada da topologia *boost* com indutor acoplado com dois e três enrolamentos. Para demonstrar as vantagens, desvantagens e limitação de cada técnica, inicialmente, se analisa o princípio de operação dos conversores *Boost-Flyback* empilhados, com dois e três enrolamentos de indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão no conversor com três enrolamentos. Para isso, se considera a mesma relação de transformação do indutor acoplado, $N = 3$ e diferentes valores de razão cíclica (D) com o mesmo ganho de tensão (M). Posteriormente, verificam-se os ganhos estáticos dos conversores, seus respectivos esforços de tensão (*Total Voltage Stress*) e corrente (*Total Current Stress*). Além disso, uma comparação das topologias semelhantes também são apresentadas. Afim de validar as análises teóricas, três protótipos foram construídos em laboratório. Das topologias avaliadas, o melhor resultado de rendimento foi 95%. Por fim, a distribuição das perdas dos componentes foi elaborada com o intuito de demonstrar os benefícios de cada técnica.

Palavras-chave – Alto Ganho de Tensão, Conversores CC-CC, Indutor Acoplado.

Evaluation of Stacked Boost-Flyback Converters with Two and Three Windings and Voltage Multiplier

Abstract – The coupled inductor structures with two and three windings have gained popularity in applications of high voltage gain converters. These cells allow to generate an infinity of topologies of converters. However, to date, there is no discussion comparison between both models. Thus, this article presents an evaluation of high voltage gain dc-dc converters based on the simple structure of the boost topology with coupled inductor with two and three windings. To demonstrate the advantages, disadvantages, and limitations of each technique, initially, is analyzed the principle of operation of stacked Boost-Flyback converters, with two and three windings coupled

inductor and voltage multiplier cells in converter with three windings. For that, it is considered the same turns-ratio of the coupled inductor $N = 3$ and different values of duty cycle (D) with the same voltage gain (M). The analyzes performed is based on the demonstration of the static gains of the converters, their respective voltage (*Total Voltage Stress*) and current stresses (*Total Current Stress*). In addition, a comparison of topologies is also displayed. To validate theoretical analyses, three prototypes were constructed in the laboratory. Of the topologies evaluated, the best result income was 95 %. Finally, the distribution of component losses was prepared in order to demonstrate the benefits of each technique.

Keywords – Coupled Inductor, DC-DC Converter, High Step-Up.

I. INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CC de alto ganho vêm sendo alvo de pesquisas no decorrer dos últimos anos devido a sua utilização em fontes de energia renováveis, como painéis solares, células a combustível, entre outros. Tendo como parâmetros de tensões de entrada inferiores a 50 V e de saída que chegam aos 400 V [1], [2], esses conversores devem alcançar ganhos de tensão maior do que oito. Os conversores tradicionais citados na literatura não conseguem alcançar o ganho desejado devido as suas não idealidades. Assim, a necessidade de utilização de técnicas de elevação de tensão se torna atrativa para alcançar um bom desempenho [1]. Uma técnica de elevação de ganho de tensão bem conceituada na literatura é a do indutor acoplado. A seguir serão descritas brevemente algumas topologias de alto ganho de tensão que utilizam indutor acoplado com dois enrolamento e posteriormente com três enrolamentos.

Uma topologia simples é a combinação empilhada do conversor *boost* e indutor acoplado [3]. Este conversor manifesta como vantagem um incremento no ganho de tensão devido aos estágios de elevação do *boost* e do *flyback*. Entretanto, necessita de um circuito *snubber* para prevenir a ocorrência de picos de tensão no interruptor. Caso escolha não utilizar este circuito, a eficiência deste conversor é comprometida. Em [4] é apresentado um conversor com indutor acoplado e um capacitor em paralelo para aumento do ganho de tensão no secundário, além de uma célula multiplicadora entre a entrada e a saída. Este conversor proposto contem um elevado número de componentes, o que aumenta a complexidade de operação e controle. Em [5] utiliza uma técnica de empilhamento para a redução dos esforços de corrente. Entretanto, este conversor contem

Manuscript received 10/05/2022; first revision 11/18/2022 and revised 01/24/2023; accepted for publication 02/23/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.1.0045>

elevado esforço de tensão nos diodos. Já em [6] é discorrido um conversor com entrada em paralelo, com dois secundários de dois diferentes indutores acoplados em série e células multiplicadoras de tensão. Por conter dois interruptores, este conversor exibe uma complexidade de controle e aumento na quantidade de *gate-drivers* necessários. Em [7] é indicado um conversor com indutor acoplado e quatro interruptores e um capacitor juntamente com o secundário, isso permite alcançar comutação suave nos semicondutores. Porém, a complexidade de operação e número de interruptores pode ser considerado elevado. Uma combinação do indutor acoplado tendo o seu secundário em série com o primário é exibido em [8]. Isso permite elevar o ganho estático do conversor a partir de uma abordagem simples. Porém, essa configuração faz com que os semicondutores apresentem elevados esforços de corrente. Já em [9] um conversor com indutor acoplado e com uma célula *ladder* de capacitor chaveado é sugerido com o intuito de alcançar maior ganho de tensão. Entretanto, essa abordagem não permite eliminar problemas de *spikes* de corrente no interruptor causados pela célula de capacitor chaveado. Em [8] é recomendado um conversor bidirecional para regulação de tensão de *microgrids* e alimentação de carga utilizando indutor acoplado. Este conversor apresenta três interruptores e elevados esforços de tensão de bloqueio nos interruptores, o que gera um aumento das perdas por condução devido ao aumento das resistências intrínsecas dos semicondutores. Um conversor tipo *cúk* é desenvolvido em [10]. O indutor acoplado é utilizado com um capacitor em série em um braço paralelo ao conversor *cúk*. O conversor ostenta um elevado número de componentes, o que gera uma maior complexidade de controle, além de aumentar as perdas por condução. Já em [11] é exibido um conversor *boost* com indutor acoplado, onde os autores realizam um grameamento ativo no interruptor para lidar com o problema de *spikes* do indutor acoplado. Este conversor contém dois indutores e dois interruptores, o que aumenta a dificuldade de controle e as perdas por condução e magnetização. Uma família de conversores de alto ganho com indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão é explicado em [1]. Essa família manifesta algumas variações nas questões de corrente e tensão nos semicondutores, porém a estrutura apresenta altas perdas por condução em alguns casos devido as altas tensões de bloqueio dos semicondutores. Estes conversores têm o intuito de diminuir a razão cíclica e a relação de transformação com o intuito de diminuir as perdas.

Por outro lado, as combinações que utilizam a técnica de indutor acoplado com três enrolamentos serão descritas a seguir. Em [12] é exibido a mesma estrutura vista em [3] colocando o terciário em série com o primário do indutor acoplado e ainda é adicionado um grameamento ativo. Este conversor ostenta dois interruptores, aumentando a sua complexidade de controle e operação. Um conversor *boost* com entrada em paralelo, com o indutor acoplado com dois primários e com saída em série é proposto em [13]. Entretanto, isso não permite alcançar elevado ganho de tensão comparado com as demais topologias, mesmo com dois interruptores ativos. Em [14] é apresentado a combinação cascata do conversor *boost* em cascata com uma célula multiplicadora de tensão e indutor acoplado. Isso permite elevar o ganho de tensão consideravelmente, mas faz com que

os diodos apresentem elevados esforços de tensão. No mesmo sentido, em [15] também é discorrido um conversor com três enrolamentos de indutor acoplado e células multiplicadoras, neste caso realizando comutação suave. O conversor indicado contém dois indutores, aumentando as perdas magnéticas. A combinação estrela de indutor acoplado é desenvolvido em [16]. Essa abordagem permite que o conversor alcance um dos maiores ganhos da literatura. Porém, como consequência há um grande aumento da tensão de bloqueio nos diodos. Em [17] é explicitado também um conversor com três enrolamentos, utilizando uma célula de *charge pump* e uma célula multiplicadora de tensão. Este conversor contém um alto ganho, Todavia, os semicondutores estão propensos a elevado esforço de tensão. Já em [18] é sugerido um conversor com indutor acoplado a três enrolamentos e células multiplicadoras de tensão. Em [19] são propostas duas configurações de topologias de conversores não isolados de alto ganho contendo uma chave e indutor acoplado de três enrolamentos. Apesar destes conversores conterem um alto ganho de tensão, eles exibem elevada tensão de bloqueio do diodo. Em [20] apresenta uma família de conversor com indutor acoplado de três enrolamentos e capacitores de saída. Estes conversores não mostram um ganho muito elevado e possuem elevado esforço de tensão nos componentes. Já em [21] é exibido um conversor com corrente contínua de entrada e dois interruptores. Por este conversor conter dois interruptores ocorre um aumento da complexidade de controle, além disso, a tensão de bloqueio do diodo é alta. Em [22] um conversor com uma estrutura de dupla comutação com indutor acoplado com três enrolamentos é relatado. Todos os artigos aprestados tem o intuito alcançar o alto ganho desejado, para isso utilizam diversas técnicas, dentre elas, a técnica de indutor acoplado.

Como pode ser visto, diferentes abordagens de conversores com indutor acoplado com dois e três enrolamento para alcançar um elevado ganho de tensão e bom desempenho em relação ao rendimento têm sido propostos na literatura. Entretanto, até o momento, não há uma conclusão de qual das técnicas é melhor ou não. Desta forma, o presente artigo tem como objetivo realizar uma análise de conversores de dois e três enrolamentos de indutor acoplado. A seção II analisa três conversores básicos com indutor acoplado, contendo um de dois enrolamentos e os demais com três, descrevendo o seu funcionamento e apresentando as formas de onda teóricas dos principais componentes. A seção III avalia os conversores, demonstrando o ganho de tensão, esforços de tensão e corrente, bem como o seu *Total Voltage Stress* e *Total Current Stress*. A seção IV demonstra o protótipo desenvolvido, os resultados experimentais de eficiência, tensão e corrente nos semicondutores destas topologias. Por fim, na seção V descreve uma breve conclusão a respeito do que foi observado ao decorrer deste artigo.

II. AVALIAÇÃO DOS CONVERSORES

As topologias avaliadas são apresentadas na Figura 1. Os conversores estão operando em modo de condução contínua (CCM). Para a avaliação dos conversores serão realizadas as seguintes considerações:

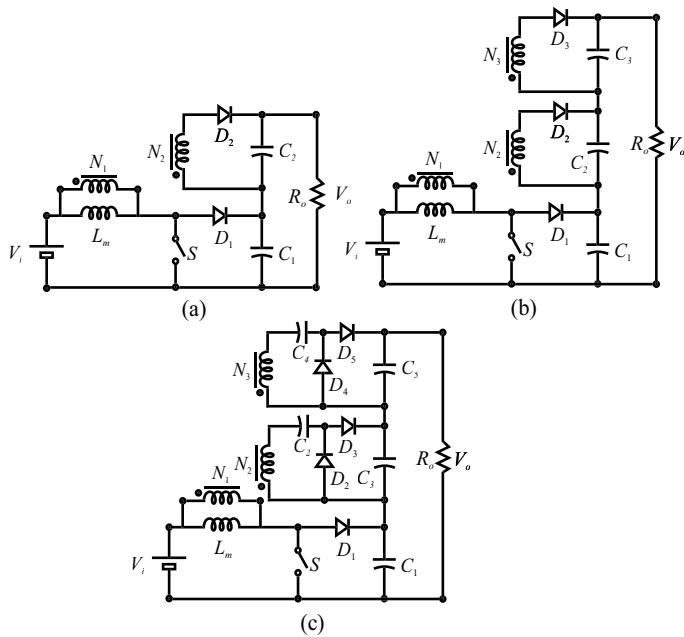


Fig. 1. Topologia de Conversores *boost-flyback* empilhados. (a) Conversor básico com dois enrolamentos (CB2E); (b) Conversor básico com três enrolamentos (CB3E); (c) Conversor básico com três enrolamentos e célula multiplicadora (CB3EM).

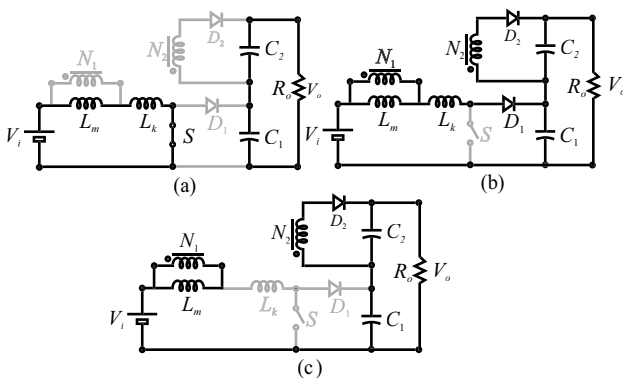


Fig. 2. Etapas de funcionamento do conversor CB2E. (a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.

- Os conversores operam em regime permanente;
- Os capacitores são grandes o suficiente para suas tensões serem consideradas constante;
- A relação de transformação do indutor acoplado é dada por $N = N_2/N_1 = N_3/N_1$;
- Semicondutores (interruptor e diodos) são ideais, i.e, sem perdas;
- Os componentes em cinza não estão conduzindo.

A. Conversor Básico com Dois Enrolamentos (CB2E)

O primeiro conversor a ser analisado é dado pela Figura 1.a. Este conversor será adotado como CB2E. Sendo suas etapas de operação demonstradas na Figura 2 e suas principais formas de ondas teóricas na Figura 3.

A primeira etapa $[t_0 - t_1]$, Figura 2.a] inicia quando o interruptor S é acionado. O indutor L_m magnetiza com a tensão V_i , enquanto os capacitores C_1 e C_2 estão descarregando

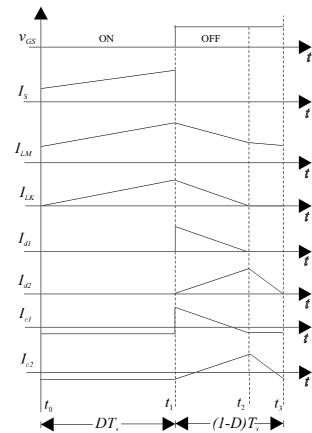


Fig. 3. Formas de onda teórica da topologia CB2E

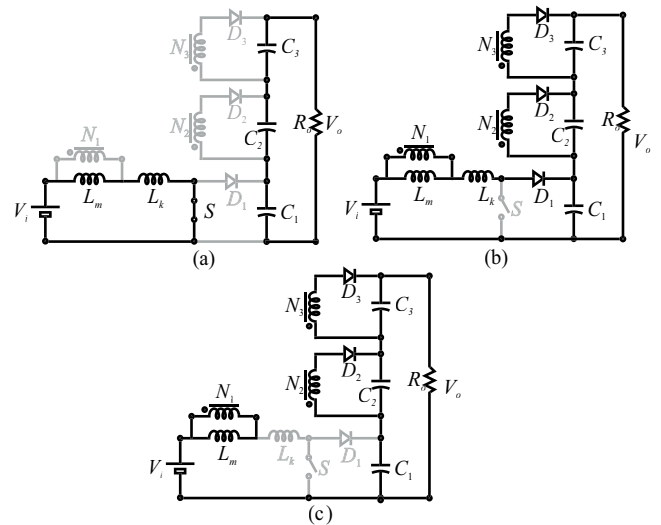


Fig. 4. Etapas de funcionamento do conversor CB3E. (a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.

alimentando a carga. Os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados.

A segunda etapa de operação, $[t_1 - t_2]$, Figura 2.b] inicia quando o interruptor S é bloqueado. O indutor L_m começa a desmagnetizar com a tensão de V_{C_2}/N . Os capacitores C_1 e C_2 carregam e os diodos D_1 e D_2 estão conduzindo.

A terceira etapa de operação, $[t_2 - t_3]$, Figura 2.c] inicia quando o diodo D_1 termina a sua condução, o indutor permanece desmagnetizando com a tensão de V_{C_2}/N . O capacitor C_2 carrega enquanto o capacitor C_1 descarrega. O diodo D_2 está conduzindo, enquanto que o diodo D_1 e o interruptor S estão bloqueados.

B. Conversor Básico com Três Enrolamentos (CB3E)

O segundo conversor a ser avaliado é dado pela Figura 1.b dado por CB3E. Sendo suas etapas de operação demonstradas na Figura 4. A Figura 5 expõe a formas de onda teórica dos componentes da topologia.

A primeira etapa $[t_0 - t_1]$, Figura 4.a] inicia quando o interruptor S é acionado. O indutor L_m magnetiza com a tensão de V_i , enquanto os capacitores C_1 , C_2 e C_3 estão descarregando alimentando a carga. Já os diodos D_1 , D_2 , e D_3 estão em bloqueio.

A segunda etapa de operação, $[t_1 - t_2]$, Figura 4.b] inicia

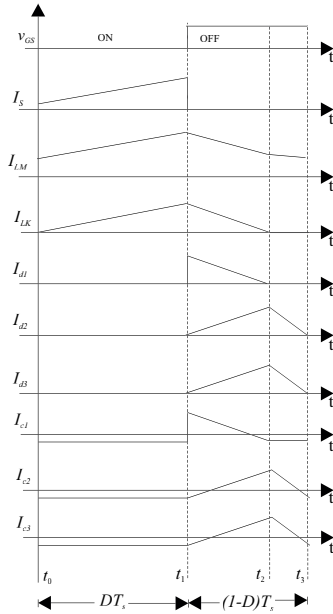


Fig. 5. Formas de onda teórica da topologia da CB3E

quando o interruptor S é bloqueado. O indutor começa a desmagnetizar com a tensão de $(V_{C_2} + V_{C_3})/(2N)$. Os capacitores C_1 , C_2 , e C_3 carregam e os diodos D_1 , D_2 , e D_3 estão conduzindo.

A terceira etapa, $[t_2 - t_3]$, Figura 4.c] inicia quando o diodo D_1 termina a sua condução, enquanto o indutor permanece desmagnetizando com a tensão de $(V_{C_2} + V_{C_3})/(2N)$. Os capacitores C_2 e C_3 carregam enquanto o capacitor C_1 descarrega. Os diodos D_2 e D_3 estão conduzindo, por outro lado o diodo D_1 e o interruptor S estão em bloqueio.

C. Conversor Básico com Três Enrolamentos e Célula Multiplicadora (CB3EM)

O terceiro conversor a ser analisado é dado pela Figura 1.c, chamado por CB3EM. Sendo suas etapas de operação demonstradas na Figura 6. A Figura 7 expressa a formas de onda teórica dos componentes da topologia.

A primeira etapa, $[t_0 - t_1]$, Figura 6.a] inicia quando o interruptor S é acionado e começa sua condução. O indutor L_m magnetiza com a tensão de V_i , enquanto os capacitores C_1 , C_3 e C_5 estão descarregando alimentando a carga. Já os capacitores C_2 e C_4 estão carregando. Para os diodos D_2 e D_4 estão conduzindo enquanto os diodos D_1 , D_3 e D_5 estão em bloqueio.

A segunda etapa de operação, $[t_1 - t_2]$, Figura 6.b] inicia quando o interruptor S é bloqueado, enquanto o indutor começa a desmagnetizar com a tensão de $(V_{C_2} + V_{C_3})/(2N)$. Os capacitores C_1 , C_3 , e C_5 carregam e os capacitores C_2 e C_4 estão descarregando. Os diodos D_1 , D_3 , e D_5 estão conduzindo enquanto os diodos C_2 e C_4 estão bloqueados.

A terceira etapa, $[t_2 - t_3]$, Figura 6.c] inicia quando o diodo D_1 termina a sua condução, enquanto o indutor continua a desmagnetizar com a tensão de $(V_{C_2} + V_{C_3})/(2N)$. Os capacitores C_3 e C_5 carregam enquanto os capacitores C_1 , C_2 e C_4 descarregam. Os diodos D_3 e D_5 estão conduzindo, por outro lado os diodos D_1 , D_2 e D_4 e o interruptor S estão em bloqueio. De certo modo, fica evidente que todas as três topologias seguem o mesmo princípio de operação, tanto com

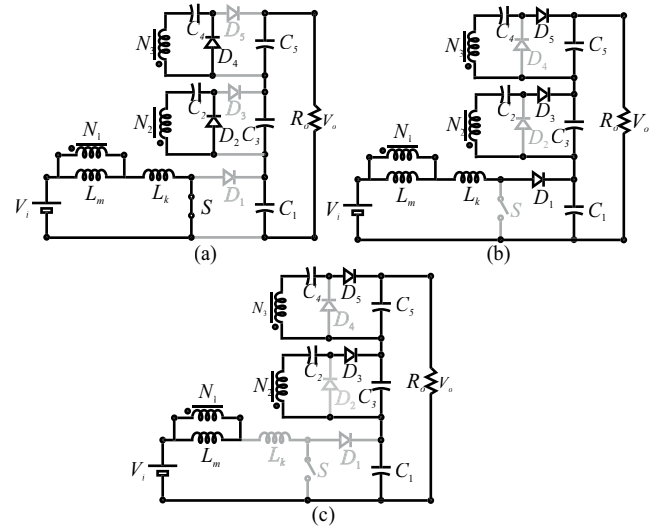


Fig. 6. Etapas de funcionamento do conversor da CB3EM. (a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.

dois ou três enrolamentos.

III. COMPARAÇÃO DAS TOPOLOGIAS

Nesta seção será realizada uma avaliação comparando as topologias já apresentadas.

A. Ganho de Tensão

Para obter os ganhos das topologias demonstradas é realizado o balanço *volt-sec* nos indutores dado pela equação (1).

$$\int_0^{T_s} v_{Lm} dt = 0. \quad (1)$$

Obtendo assim o ganho descrito em (2) para o conversor CB2E. Já para o conversor CB3E o ganho é descrito em (3). Por fim o ganho descrito na equação (4) refere-se a topologia CB3EM.

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

$$M = \frac{2ND + 1}{1 - D} \quad (3)$$

$$M = \frac{2N + 1}{1 - D}. \quad (4)$$

A Figura 8 mostram o ganho obtido das topologias. Ao analisar a Figura 8 fica evidente que a topologia CB3EM apresenta a melhor resposta de ganho. Ressaltando que o ganho inicial desta topologia é sete devido a relação de transformação adotada ao plotar a Figura 8 ($N = 3$). O conversor CB3E obteve a segunda melhor resposta neste fator, enquanto o CB2E obteve a pior respostas destas topologias.

B. Esforços de Tensão e Corrente

Os esforços de tensão das topologias analisadas anteriormente estão descritas na Tabela I. Onde os esforços relatados estão normalizados pela tensão de entrada e saída, os quais serão avaliados segundo o fator *TVS* (*Total Voltage Stress*). Enquanto que os esforços de corrente nos componentes estão sendo expostos na Tabela II. Os esforços

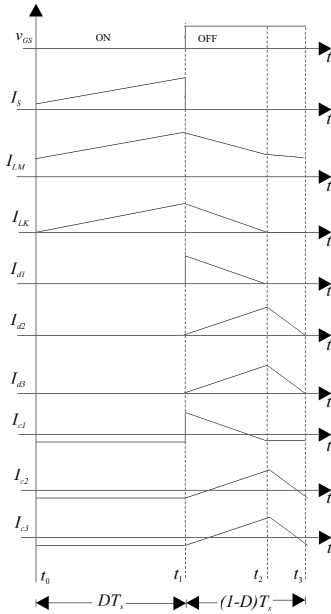


Fig. 7. Formas de onda teórica da topologia da Figura CB3EM

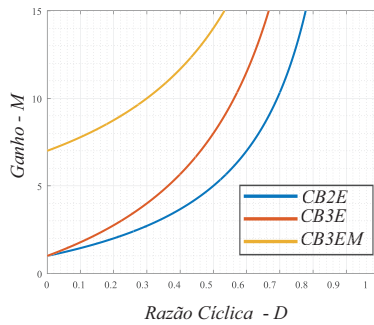


Fig. 8. Ganho dos conversores propostos com $N = 3$

de corrente serão aferidos no fator TCS (Total Current Stress).

C. TVS

Neste fator é realizada a soma de todas as máximas tensões nos componentes dividido pelo ganho de tensão do conversor, como referido na equação (5). Este fator é utilizado pois permite estimar em quais regiões estes conversores apresentam menores esforços de tensão, já que um que um maior esforço de tensão resulta em maiores resistências intrínsecas e consequentemente maiores perdas.

$$TVS = \sum_{j=1}^x \frac{V_j}{M}, \quad (5)$$

onde j é o número de componentes no circuito.

Ao observar a Figura 9 pode-se ver que o conversor CB3EM tem uma queda linear do parâmetro com a variação da razão cíclica. Enquanto os demais conversores contêm uma maior variação. Para alcançar o ganho desejado de $M = 13,33$ o conversor CB3EM necessita conter uma razão cíclica de 0.46, com isso denotando um valor de 3.46 de Total Voltage Stress. Já o conversor CB2E necessita de um D de 0.75, gerando um parâmetro de 2.54. Por fim o conversor CB3E precisa de 0.631 gerando um TVS de 2.66. Podendo se afirmar assim que para a faixa de operação desejada o conversor que apresenta o melhor

TABELA I
Esforços de Tensão

Comp.	Conversor					
	CB2E		CB3E		CB3EM	
	V_i	V_o	V_i	V_o	V_i	V_o
S	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{ND+1}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{2ND+1}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{2N+1}$
D_1	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{ND+1}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{2ND+1}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{2N+1}$
D_2	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{ND+1}$	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2ND+1}$	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2N+1}$
D_3	-	-	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2ND+1}$	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2N+1}$
D_4	-	-	-	-	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2N+1}$
D_5	-	-	-	-	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2N+1}$
C_1	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{ND+1}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{2ND+1}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{2N+1}$
C_2	$\frac{ND}{1-D}$	$\frac{ND}{ND+1}$	$\frac{ND}{1-D}$	$\frac{ND}{2ND+1}$	N	$\frac{N(1-D)}{2N+1}$
C_3	-	-	$\frac{ND}{1-D}$	$\frac{ND}{2ND+1}$	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2N+1}$
C_4	-	-	-	-	N	$\frac{N(1-D)}{2N+1}$
C_5	-	-	-	-	$\frac{N}{1-D}$	$\frac{N}{2N+1}$

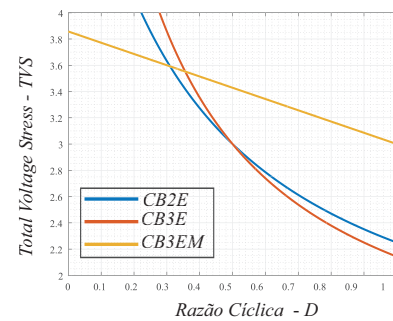


Fig. 9. Total Voltage Stress das topologias com $N = 3$

TVS é o CB2E.

D. TCS

TCS é um fator que soma os esforços de corrente em todos os componentes e os divide pela corrente de entrada, como demonstrado na equação (6). O resultado deste fator pode ser notado na Figura 10.

$$TCS = \sum_{j=1}^x \frac{I_j}{I_i}, \quad (6)$$

onde j é o número de componentes.

Ao observar a Figura 10.a fica evidente que em toda a faixa de razão cíclica o conversor que apresenta melhor TCS é o

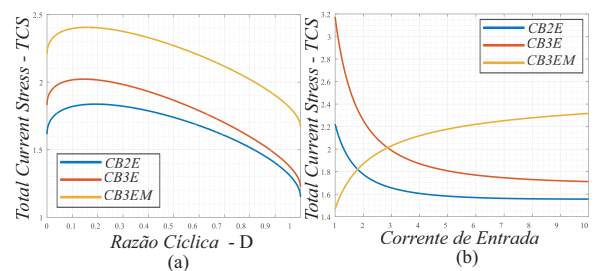


Fig. 10. Total Current Stress das topologias com $N = 3$

TABELA II
Esforços de Corrente

Componente	Conversor		
	CB2E	CB3E	CB3EM
S	$I_i\sqrt{D}$	$I_i\sqrt{D}$	$I_i\sqrt{D}$
D_1	$(I_i - I_o)(1 - D)$	$(I_i - I_o)(1 - D)$	$(I_i - I_o)(1 - D)$
D_2	$(2I_o - \frac{I_i}{N})(1 - D)$	$(2I_o - \frac{I_i}{2N})(1 - D)$	$\frac{I_i}{2N} - \frac{I_o}{N-1}$
D_3	-	$(2I_o - \frac{I_i}{2N})(1 - D)$	I_o
D_4	-	-	$\frac{I_i}{2N} - \frac{I_o}{N-1}$
D_5	-	-	I_o
C_1	$I_o + I_i\sqrt{1-D} - \sqrt{2I_iI_o(1-D)}$	$I_o + I_i\sqrt{1-D} - \sqrt{2I_iI_o(1-D)}$	$I_o + I_i\sqrt{1-D} - \sqrt{2I_iI_o(1-D)}$
C_2	$I_o + \frac{I_i\sqrt{1-D}}{N} - \sqrt{\frac{2I_iI_o(1-D)}{N}}$	$I_o + \frac{I_i\sqrt{1-D}}{2N} - \sqrt{\frac{I_iI_o(1-D)}{N}}$	$\frac{I_i}{2N} - \frac{I_oN}{N-1}$
C_3	-	$I_o + \frac{I_i\sqrt{1-D}}{2N} - \sqrt{\frac{I_iI_o(1-D)}{N}}$	$\frac{I_o}{2}$
C_4	-	-	$\frac{I_i}{2N} - \frac{I_oN}{N-1}$
C_5	-	-	$\frac{I_o}{2}$

CB2E, contendo um TCS de 1.56, para a mesma razão cíclica descrita no TVS . Já para o conversor CB3E é obtido o valor de 1.76 para o D de 0.631. Por fim o conversor com o pior resultado de 2.29 é o CB3EM para uma razão cíclica de 0.46. Já pela Figura 10.b pode-se afirmar que quando aumentamos a corrente de entrada do conversor CB3EM maiores serão seus esforços de corrente, em contra partida para os dois outros conversores, ao aumentar a corrente de entrada se tem uma diminuição do fator.

E. Comparação das Topologias com Existentes

Com o intuito de comparar as topologias básicas avaliadas neste artigo com as já propostas na literatura foi construída a Tabela III, assim observa-se que os conversores estudados demonstraram um alto ganho [20]. Porém, este conversor apresenta um elevado esforço de tensão no diodo, o que resulta em altas resistências intrínseca e conseqüentemente altas perdas. O que não ocorre com os conversores CB3E e CB3EM que por sua vez contem esforços de tensão reduzidos nos semicondutores, se comparados com as demais topologias desenvolvidas.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Tabela IV descreve os parâmetros e componentes utilizados para realização dos resultados experimentais. Com isso foi montado o protótipo dos conversores apresentados, o qual pode ser visto na Figura 11, ambos os conversores foram experimentado com o mesmo indutor acoplado, contendo uma relação de transformação igual a três.

A partir disto, a curva de eficiência dos conversores analisados é mostrada na Figura 12. Podendo afirmar que o conversor CB3EM contem a melhor eficiência com o pico de 95%, seguido do conversor CB3E contendo a melhor eficiência de 93% e por fim o conversor CB2E com 91%

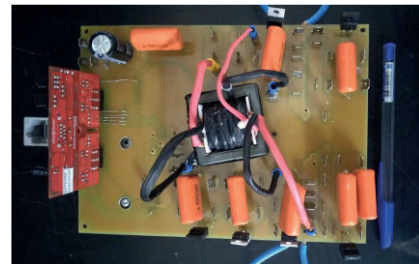


Fig. 11. Protótipo construído

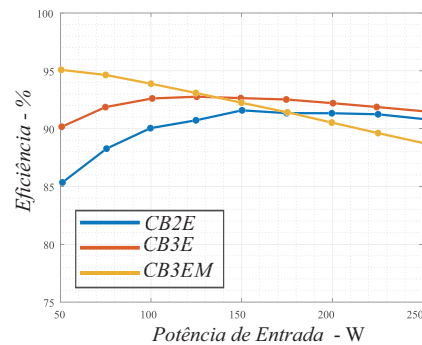


Fig. 12. Curvas de eficiência das topologias

de eficiência. Além disso, pode-se afirmar que o conversor CB3EM contem melhores resultados para baixas potencias, tendo em vista o observado na Figura 9.b juntamente com a Figura 12. Mas fica evidente que ao aumentar a potência, as perdas de condução afetaram o conversor com maior número de componentes, o conversor CB3EM.

Com o intuito de averiguar como a distribuição das perdas, foi verificada as perdas separadamente em cada conjunto de componentes. A equação (7) comprova as perdas por condução e comutação do interruptor. Enquanto que a equação

TABELA III
Comparação entre Topologias

Topologia	Ganho (M)	$V_{S_{mximo}}$	$V_{D_{mximo}}$	Nº de Comp.			
				S	D	C	L
[12]	$\frac{N_3+N_2D+1}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{NV_i}{1-D}$	2	3	4	1
[13]	$\frac{1+N+D}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{NV_i}{1-D}$	2	3	3	1
[14]	$\frac{2+N(2-D)}{1-2D}$	$\frac{V_i}{1-2D}$	$\frac{(1+N)V_i}{1-2D}$	1	5	6	1
[15]	$\frac{1+N_3+(N_3-N_2)}{(N_3-N_2)(1-D)}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{(1+N_3)V_i}{(N_3-N_2)(1-D)}$	1	4	5	2
[16]	$\frac{N_3+N_2(1+D)-D}{(N_2-1)(1-D)}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{(1+N_3)V_i}{(N_2-1)(1-D)}$	1	3	4	2
[17]	$\frac{3+2N_2+(2+D)N_3}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{(1+N_2+N_3)V_i}{1-D}$	1	4	4	1
[18]	$\frac{2+N_2+N_3}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{(1+N_2+N_3)V_i}{1-D}$	1	5	6	1
[19]	$\frac{3+N_2(2+D)+N_3}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{(N_2+N_3+1)V_i}{1-D}$	1	6	7	1
[20]	$\frac{2N_{12}-1+n_{32}}{(1-D)(N_{12}-1)}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{(N_{12}+N_{23})V_i}{(1-D)(N_{12}-1)}$	1	4	4	1
[21]	$\frac{3+N+D}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{(2+N)V_i}{1-D}$	2	3	3	1
[22]	$\frac{3+4N}{1-2D}$	$\frac{V_i}{1-2D}$	$\frac{(2+4N)V_i}{1-2D}$	2	5	4	1
CB2E	$\frac{N_2D+1}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{V_iN}{1-D}$	1	2	2	1
CB3E	$\frac{(N_2D+N_3D)+1}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{V_iN}{1-D}$	1	3	3	1
CB3EM	$\frac{(N_2+N_3)+1}{1-D}$	$\frac{V_i}{1-D}$	$\frac{V_iN}{1-D}$	1	5	5	1

(8) indica as perdas por condução nos diodos. Da mesma maneira que a equação (9) determina as perdas do indutor acoplado. Por fim as perdas por condução dos capacitores é demonstrada na equação (10).

$$P_S = R_{DSon} + I_{S(rms)}^2 + 0.5 f_s V_s [I_S(t_{off} + t_{on}) + C_{oss}] \quad (7)$$

$$P_D = \sum_{x=1}^n I_{Dx(av)} V_f, \quad (8)$$

onde, n é o número de diodos do conversor.

$$P_L = r_L I_{L(rms)}^2 + r_{Lsec} I_{Lsec(rms)}^2 + \Delta B^{2,4} (K_h f_s + k_f f_s^2) V + \frac{f_s L_k I_{L(rms)}^2}{2} \quad (9)$$

$$P_C = \sum_{x=1}^m ESRI_{Cx(rms)}^2, \quad (10)$$

onde, m é o número de capacitores do conversor.

Desta maneira ao solucionar estas equações e foi plotado o gráfico da Figura 13. Ao analisar a Figura 13 podemos comentar como as perdas deste conversor estão distribuídas. Onde na Figura 13.a demonstra as perdas do conversor CB2E que fica evidente que as maiores perdas estão no indutor acoplado. Já a Figura 13.b mostra as perdas do conversor CB3E, ficando claro que o indutor ainda é a maior fonte de perda deste conversor, porem as perdas dos diodos aumentaram consideravelmente. Por fim a Figura 13.c mostra as perdas do conversor CB3EM, onde se pode observar que as

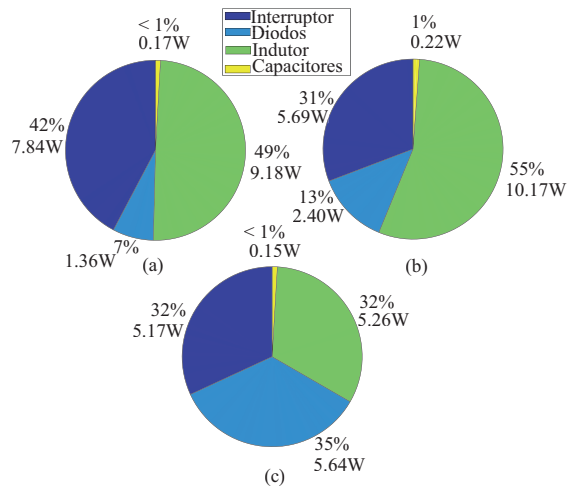


Fig. 13. Perdas dos conversores. (a) perdas do conversor CB2E; (b) perdas do conversor CB3E; (c) perdas do conversor CB3EM.

perdas dos diodos são maiores que as do indutor.

A Figura 14 mostra que os conversores alcançam o ganho de tensão desejado. Além disto é demonstrada a razão cíclica dos conversores. Na Figura 14.a é exibido a razão cíclica, tensão de entrada e saída do conversor CB2E. Para o CB3E sua razão cíclica, tensão de entrada e saída é exposto na Figura 14.b. Por fim o conversor CB3EM tem seus parâmetros apresentados na Figura 14.c.

A Figura 15 exhibe à tensão e corrente nos semicondutores de cada um dos conversores. Ficando evidente que alguns

TABELA IV
Parâmetros para Resultados Experimentais

Topologias	Componente	Parâmetro	
CB2E	P_i	250W	
	V_i	30V	
	V_o	400V	
	f_s	50KHz	
	D	0,75	
	L	Indutância	150 μ H
		Núcleo	55/28/21
	L_k	1,39	
	S	IRFP4868 (300 V/ 70A)	
	D_1	STTH20R04FP (400 V/ 20 A)	
D_2	STTH8R06D (600 V/ 8 A)		
C_{1-2}	3.3 μ F		
D	0,631		
CB3E	L	Indutância	150 μ H
		Núcleo	55/28/21
	L_k	1,39 μ H	
	S	IRFP4868 (300 V/ 70A)	
	D_1	SBR20A300CT (300 V/20 A)	
	D_2	STTH20R04FP (400 V/ 20 A)	
	D_3	STTH20R04FP (400 V/ 20 A)	
	C_{1-3}	3.3 μ F	
	D	0,46	
	CB3EM	L	Indutância
Núcleo			55/28/21
L_k		1,39 μ H	
S		IRFP4868 (300 V/ 70A)	
D_1		SBR20A300CT (300 V/20 A)	
D_2		SBR20A300CT (300 V/20 A)	
D_3		SBR20A300CT (300 V/20 A)	
D_4	SBR20A300CT (300 V/20 A)		
D_5	SBR20A300CT (300 V/20 A)		
C_{1-5}	3.3 μ F		

componentes tiveram seus esforços de tensão reduzidos, em contra partida os esforços de corrente aumentaram. Observando a parcela isolada, pode se afirmar que o conversor CB3EM consegue grampear melhor a tensão nos semicondutores, se comparado com as outras duas topologias.

Com o intuito de verificar a possibilidade de ocorrência de ZCS (Zero Current Switched) deste conversor foram produzidas as Figuras 16 e 17. Deste modo podemos afirmar que na Figura 16.a que o interruptor não realiza ZCS de bloqueio, mas o diodo D_1 realiza um ZCS de comutação. Pela Figura 16.b pode-se afirmar que o diodo D_2 não realiza ZCS de condução. A Figura 16.c mostra que o diodo D_1 apresenta ZCS de condução, já o interruptor não contém essa característica de bloqueio. Já pela Figura 16.d se pode afirmar que somente o diodo D_2 exibe ZCS, enquanto o diodo D_3 mostra comutação forçada. Já para o conversor CB3EM pode se afirmar pela Figura 16.e que o seu interruptor e diodo D_1 apresentam comutação forçada de bloqueio e condução respectivamente. Já pela Figura 16.f o diodo D_2 realiza comutação suave enquanto o diodo D_3 comutação forçada. Na Figura 16.g se pode afirmar que o diodo D_4 efetua comutação suave enquanto o diodo D_5 realiza uma comutação forçada.

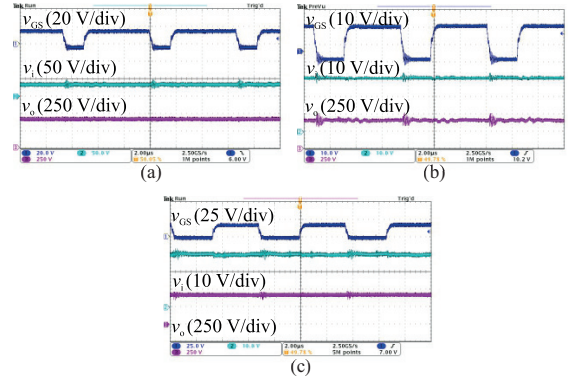


Fig. 14. Demonstração do ganho experimental dos conversores. (a) CB2E: v_{GS} , v_i e v_o ; (b) CB3E: v_{GS} , v_i e v_o ; (c) CB3EM: v_{GS} , v_i e v_o .

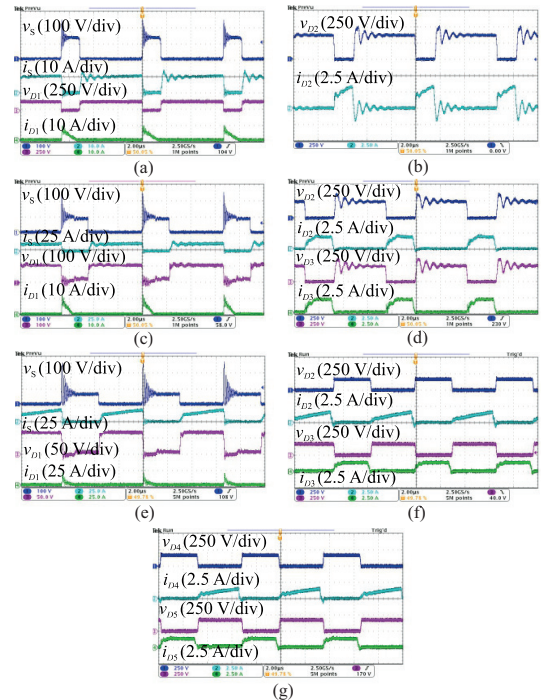


Fig. 15. Tensão e corrente nos semicondutores, (a) v_S , i_S , v_{D1} , i_{D1} do CB2E; (b) v_{D2} , i_{D2} do CB2E; (c) v_S , i_S , v_{D1} , i_{D1} do CB3E; (d) v_{D2} , i_{D2} , v_{D3} , i_{D3} do CB3E; (e) v_S , i_S , v_{D1} , i_{D1} do CB3EM; (f) v_{D2} , i_{D2} , v_{D3} , i_{D3} do CB3EM; (g) v_{D4} , i_{D4} , v_{D5} , i_{D5} do CB3EM;

Já pela Figura 17.a fica claro que tanto o interruptor quanto o diodo desempenham ZCS. Porém ao examinar a Figura 17.b é possível afirmar que o diodo realiza ZCS de bloqueio. Ao investigar a Figura 17.c fica evidente que o interruptor e o diodo D_1 realizam comutação suave de condução e bloqueio respectivamente. Por outro lado, ao observar a Figura 17.d é possível apurar que ambos os diodos apresentam ZCS de bloqueio. Já pela Figura 17.e mostra ZCS nos dois semicondutores, ou seja, o interruptor opera ZCS de condução, enquanto o diodo D_1 pratica ZCS de bloqueio. Pela Figura 17.f é possível afirmar que os diodos D_2 e D_3 exercem ZCS de condução. Enquanto para a Figura 17.g é possível presenciar o mesmo fenômeno descrito para a Figura 17.f porem para os diodos D_4 e D_5 .

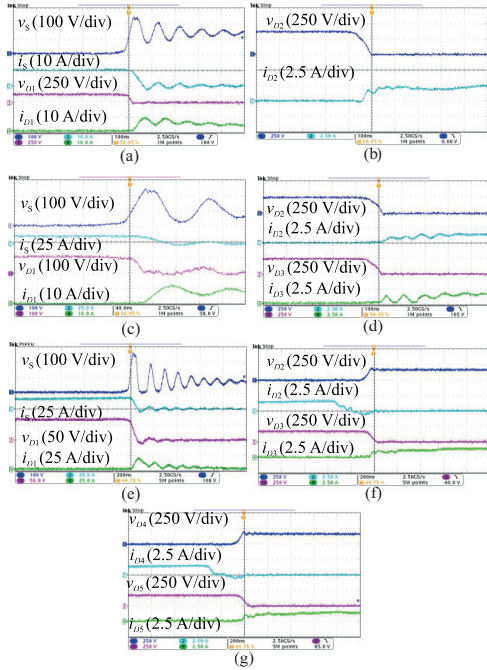


Fig. 16. Tensão e corrente nos semicondutores verificando ZCS no bloqueio do interruptor dos conversores, (a) CB2E: v_s , i_s , v_{D1} , i_{D1} ; (b) CB2E: v_{D2} , i_{D2} ; (c) CB3E: v_s , i_s , v_{D1} , i_{D1} ; (d) CB3E: v_{D2} , i_{D2} , v_{D3} , i_{D3} do CB3E; (e) CB3EM: v_s , i_s , v_{D1} , i_{D1} ; (f) CB3EM: v_{D2} , i_{D2} , v_{D3} , i_{D3} ; (g) CB3EM: v_{D4} , i_{D4} , v_{D5} , i_{D5} .

V. AGRADECIMENTOS

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

VI. CONCLUSÕES

Foram apresentados três conversores com indutor acoplado de alto ganho para painéis fotovoltaicos, sendo destes três conversores: um com dois enrolamentos e os demais com três. Em seguida foi feita a análise de seu funcionamento, e esforços de tensão e corrente nos semicondutores e capacitores. Posteriormente as comparações de ganho, deixaram evidente que o conversor CB3EM contém a melhor resposta, e TVS e TCS . Sobre estes parâmetros o conversor que obteve a melhor resposta foi o CB2E. Em seguida os resultados experimentais, demonstraram os esforços de corrente e tensão nos semicondutores. Além disto verificou-se o ZCS em cada comutação dos semicondutores.

Com isso pode-se concluir que o conversor CB3EM apesar de reduzir os esforços de tensão nos semicondutores de maneira individual, tem um aumento dos esforços de corrente se comparado com as demais topologias. Ainda assim o conversor CB3EM apresenta o melhor resultado de eficiência. Outra característica deste conversor é que seu TVS pouco se altera com a variação da razão cíclica, isto devido as suas células multiplicadoras de tensão.

No geral pode-se dizer que aumentando o número de componentes e enrolamentos do indutor acoplado tem-se uma diminuição de esforço de tensão nos componentes componentes e de ganho de tensão. Entretanto, com o aumento de potência, as perdas de condução começam a ser significativas para os conversores com maiores componentes.

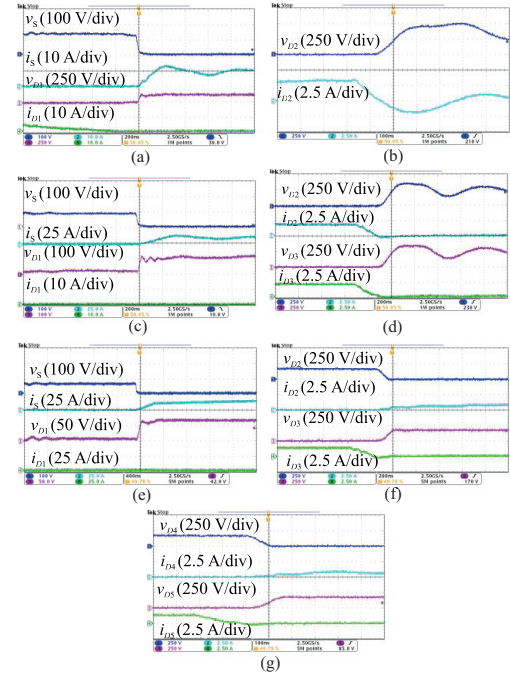


Fig. 17. Tensão e corrente nos semicondutores verificando ZCS na condução do interruptor dos conversores, (a) CB2E: v_s , i_s , v_{D1} , i_{D1} ; (b) CB2E: v_{D2} , i_{D2} ; (c) CB3E: v_s , i_s , v_{D1} , i_{D1} ; (d) CB3E: v_{D2} , i_{D2} , v_{D3} , i_{D3} do CB3E; (e) CB3EM: v_s , i_s , v_{D1} , i_{D1} ; (f) CB3EM: v_{D2} , i_{D2} , v_{D3} , i_{D3} ; (g) CB3EM: v_{D4} , i_{D4} , v_{D5} , i_{D5} .

Assim, deve-se levar em conta essas questões ao escolher qual combinação de indutor acoplado com dois ou três enrolamentos se torna mais atrativo para a aplicação.

REFERÊNCIAS

- [1] P. H. Costa da Silva Bernardo Loureiro, T. M. Klein Faistel, A. Toebe and A. M. S. Spencer Andrade, “Generation and Comparative Analysis of High-Voltage Gain Nonisolated DC–DC Converters With Ladder Switched Capacitor and Coupled Inductor”. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 6742–6753, Dez. 2022.
- [2] Marcelo F. Guepfruh, Gierr Waltrich, Telles B. Lazzarin, “Conversor CC-CC de alto ganho boost-quadrático-duplo-flyback”. *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 24, n. 3, pp. 366–377, Set. 2019.
- [3] K.C. Tseng, T.J. Liang, “Novel high-efficiency step-up converter”. *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 151, n. 2, pp. 182–190, Mar. 2004.
- [4] S. A. Modaberi, B. Allahverdienejad and M. R. Banaei, “A Quadratic High Step-up DC-DC Boost Converter Based on Coupled inductor with Single Switch and Continuous Input Current”. in *Proceedings of 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tabriz, Iran, pp. 1–6, 2021.
- [5] S. B. Santra, D. Chatterjee, Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, “Generalized Switch Current Stress Reduction Technique for Coupled-Inductor-Based Single-Switch High Step-Up Boost Converter”. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, n. 2, pp. 1863–1875, Abr. 2020.
- [6] Z. J. Yegane and A. Asghari, “A New High Step-up DC/DC Converter Based on Integrating Coupled-Inductor and Voltage Multiplier”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 1–12, Jan. 2022.

Renewable Energy Applications”. in *Proceeding of 2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, pp. 1–6, 2020.

- [7] Y. Tang, H. Tong, R. Afzal and Y. Guo, “High step-up ZVT Converter Based on Active switched Coupled inductors”. *IEEE Access – Early Access*.
- [8] Menaouar Berrehil El Kattel, Robson Mayer, Maicon Douglas Possamai, Sergio Vidal Garcia Oliveira. “Bidirectional isolated three-phase dc-dc converter using coupled inductor for dc microgrid applications”. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 48, n. 6, pp. 832–859, Abr. 2020.
- [9] Pablo H. C. da S. B. Loureiro, Tiago M. K. Faistel, Ademir Toebe, Paulo Cesar V. da Luz, Antônio M. S. S. Andrade, “Conversor Boost com Células a Capacitor Chaveado”. *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 26, n. 3, pp. 279–289, Set. 2021.
- [10] Lenon Schmitz, Airton I. Pereira, Ronny G. de Almeida Cacau, Denizar C. Martins, Roberto F. Coelho, “Conversor CC-CC de Alton Ganho baseado no Conversor ĆUK com Indutor Acoplado e multiplicadores de Tensão”. *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 24, n. 3, Set. 2019.
- [11] Helder M. Rodycz, Eloi Agostini Jr., “Analysis and design of an active-clamping coupled-inductor boost converter for high-voltage-gain applications”. *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 23, n. 3, pp. 392–400, Set. 2018.
- [12] D. Amani, R. Beiranvand and M. Zolghadri, “A Three-Winding Coupled-Inductor High Step-Up Boost Converter with an Active-Clamp Circuit”. in *Proceedings of 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tabriz, Iran, pp. 1–5, 2021.
- [13] P. Luo, T. Liang, K. Chen and S. Chen, “High Step-up DC-DC Converter with Active Switched Inductor and Voltage Double Based on Three-winding Coupled Inductor”. in *Proceeding of 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA, pp. 01–06, 2022.
- [14] A. Samadian, S. H. Hosseini and M. Sabahi, “A New Three-Winding Coupled Inductor Nonisolated Quasi-Z-Source High Step-Up DC-DC Converter”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 10, pp. 11523–11531, Out. 2021.
- [15] S. Hasanpour, M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, “A Novel Full Soft-Switching High-Gain DC/DC Converter Based on Three-Winding Coupled-Inductor”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 11, pp. 12656–12669, Nov. 2021.
- [16] S. Hasanpour, Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, “Analysis of a New Soft-Switched Step-Up Trans-Inverse DC/DC Converter Based on Three-Winding Coupled-Inductor”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 2203–2215, Fev. 2022.
- [17] Ding, S. Zhao, S. Gao and H. Yin, “A Single-Switch High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-Winding Coupled Inductor and Pump Capacitor Unit”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 3, pp. 3053–3061, Mar. 2022.
- [18] M. E. Azizkandi, F. Sedaghati, H. Shayeghi and F. Blaabjerg, “A High Voltage Gain DC-DC Converter Based on Three Winding Coupled Inductor and Voltage Multiplier Cell”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 4558–4567, Mai. 2020.
- [19] Mahmoodreza Eskandarpour Azizkandi, Farzad Sedaghati, Hossein Shayeghi, Frede Blaabjerg. “Two- and three-winding coupled-inductor-based high step-up DC-DC converters for sustainable energy applications”. *IET Power Electronics*, vol. 13, n. 1, p. 144–156, Jan. 2020.
- [20] Richang Xian, Xinghua Liu, Fei Li, Yu Yao, Ning Geng, Jing Yang, Lin Liu, Yan Sun, Zengwei Yue, Chuan Cui, Yang Yu, Jingcheng Sun, Peng Gao, Qicheng Xue, Feng Zhu, Suyun Ji, Xuefeng Sun. “High step-up DC-DC converter with three-winding-coupled-inductor and output capacitor in series for clean energy”. *IET Power Electronics*, vol. 12, n. 5, p. 1087–1093, Mai. 2019.
- [21] T. -J. Liang, P. Luo, K. -H. Chen, “A High Step-Up DC-DC Converter With Three-Winding Coupled Inductor for Sustainable Energy Systems”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 10, pp. 10249–10258, Out. 2022.
- [22] R. Rahimi, S. Habibi, P. Shamsi and M. Ferdowsi, “A Three-Winding Coupled-Inductor-Based Dual-Switch High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Systems”. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 1106–1117, Out. 2022.

DADOS BIOGRÁFICOS

Pablo Henrique Costa da Silva Bernardo Loureiro, nasceu em 25/04/1998 na cidade de Santos, SP, Brasil. Possui graduação em engenharia elétrica na Universidade Federal de Santa Maria campus Cachoeira do Sul (2021). Atualmente é aluno de mestrado na mesma instituição no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Suas áreas de interesse são Conversores CC-CC, Conversores de alto desempenho e sistemas de energias renováveis.

Antônio Manuel Santos Spencer Andrade, nasceu em Ribeira Grande, Cabo Verde, em 1989. Possui graduação em Engenharia de Controle e Automação pela Universidade de Caxias do Sul (2012), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, nos anos 2015 e 2018, respectivamente. Atualmente é professor do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria – Campus Cachoeira do Sul e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE). É editor associado da revista *International Journal of Circuit Theory and Applications*. É membro da SOBRAEP e do IEEE. Seus temas de interesse são: Conversores CC-CC, Conversores de alto desempenho, Conversores de Alto Ganho de Tensão, Conversores Bidirecionais, Técnicas Elevadoras e Abaixadoras de Tensão e sistemas de energias renováveis.