

CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST DIFERENCIAL SIMÉTRICO

Paulo Ícaro T. Nogueira, André Schlingmann, Lenon Schmitz, Denizar C. Martins, Roberto F. Coelho
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência – INEP, Florianópolis – SC, Brasil
e-mails: paulo_icarot@outlook.com, alschlingmann@gmail.com, lenonsch@gmail.com,
denizar.inep@ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br

Resumo – Este artigo apresenta o conversor Buck-Boost diferencial simétrico, obtido da conexão diferencial entre dois conversores Buck-Boost. A topologia é caracterizada por apresentar baixa ondulação de tensão, processamento parcial de potência, capacidade de fornecer ganhos de tensão intermediários ($1 < M < 10$) e simplicidade de dimensionamento. O artigo apresenta a descrição do conversor proposto, suas principais equações e formas de onda em modo de condução contínua com modulação *phase-shift*, uma análise matemática que demonstra sua capacidade de realizar o processamento parcial de potência e uma análise comparativa com topologias similares publicadas na literatura. Além disso, resultados experimentais extraídos de um protótipo projetado para operar com frequência de comutação de 40 kHz, tensão de entrada de 105 V, tensão de saída de 400 V e potência nominal de 800 W são apresentados. Por ser destinado ao processamento de energia solar fotovoltaica, o conversor é validado em malha aberta e como rastreador do ponto de máxima potência, cuja eficiência CEC obtida é de 97,8%.

Palavras-chave – Conexão diferencial, Processamento parcial de potência, Rastreamento do ponto de máxima potência.

SYMMETRIC DIFFERENTIAL DC-DC BUCK-BOOST CONVERTER

Abstract – This paper presents the symmetric differential Buck-Boost converter, obtained from the differential connection between two Buck-Boost converters. The topology is characterized by presenting low voltage ripple, partial power processing, ability to provide intermediate voltage gains ($1 < M < 10$) and simplicity of design. The paper presents the description of the proposed converter, its main equations and waveforms in continuous conduction mode with phase-shift modulation, a mathematical analysis that demonstrates its ability to perform partial power processing, and a comparative analysis with similar published topologies in literature. In addition, experimental results extracted from a prototype designed to operate with a switching frequency of 40 kHz, input voltage of 105 V, output voltage of 400 V and rated power of 800 W are presented. Since the proposed converter is applied to photovoltaic energy processing, it is validated in open loop and as maximum power point tracker, in which the weighted efficiency CEC obtained is 97.8%

Keywords – Differential connection, Maximum power point tracking, Partial energy processing.

I. INTRODUÇÃO

O estudo de conversores cc-cc com capacidade de prover ganhos estáticos elevados tem se tornado popular na última década, haja vista a necessidade de tais conversores em diversas aplicações envolvendo fontes renováveis de energia. Muitas dessas fontes, como módulos fotovoltaicos e células a combustível, fornecem baixas tensões em seus terminais (< 50 V) [1]-[3], implicando a necessidade de se empregar conversores cc-cc elevadores para atender os requisitos de barramento de tensão (~ 400 V) dos conversores cc-ca monofásicos comumente empregados na interligação com a rede elétrica comercial (220 V).

Embora o clássico conversor Boost possua, teoricamente, ganho estático ilimitado quando a razão cíclica se aproxima da unidade, na prática, com elevados valores de razão cíclica, o ganho de tensão e o rendimento desse conversor são drasticamente reduzidos [1]-[3]. Assim, muitos conversores cc-cc de alto ganho foram propostos na literatura nos últimos anos. Esses conversores são tipicamente concebidos a partir da utilização de técnicas de elevação de ganho [4], [5], que basicamente consistem na integração de células de ganho na estrutura de conversores básicos. Tais células de ganho incluem: capacitores [6]-[11] e indutores [12] chaveados, indutores acoplados [13], [14] e células multiplicadoras de tensão [15], [16], além do cascadeamento e/ou empilhamento de conversores [17]-[20].

Cada uma das técnicas citadas apresenta vantagens e desvantagens em relação às demais, e suas aplicações dependem dos níveis de tensão, corrente e potência a serem processados, bem como do ganho estático requerido. Conversores a capacitor chaveado, por exemplo, apresentam o elevado valor eficaz da corrente no capacitor chaveado como inconveniente, o que restringe sua aplicação a baixas potências. Conversores a indutor chaveado podem apresentar sobretensões em decorrência das diferenças paramétricas entre os indutores chaveados, implicando necessidade de uso de interruptores de mais alta tensão ou de circuitos grampeadores, o que resulta em redução da densidade de potência. A indutância de dispersão de indutores acoplados pode igualmente causar sobretensões e exigir o uso de circuitos grampeadores. Por sua vez, a implementação de células multiplicadoras de tensão está associada ao uso de elevada quantidade de componentes.

Recentemente, [21], [22] propuseram a utilização da conexão diferencial entre conversores básicos como uma alternativa à derivação de topologias capazes de prover ganhos estáticos elevados. Os autores dividiram os conversores cc-cc básicos não isolados em dois grupos, em função da polaridade da tensão de saída e em relação à de entrada. O grupo chamado de positivo inclui os conversores Buck, Boost, SEPIC e Zeta, enquanto o grupo negativo inclui os conversores Buck-Boost e Ćuk. Em [21] é feita uma extensa análise dos conversores de alto ganho derivados da

Manuscript received 08/24/2020; first revision 12/26/2020; accepted for publication 03/08/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.2.0049>

conexão diferencial entre um conversor do grupo positivo e outro do grupo negativo. Os autores avaliam as topologias geradas a partir do ganho estático, esforços de tensão e possibilidade de eliminação de componentes redundantes. Adicionalmente, em [22], tal análise é expandida para contemplar a conexão diferencial entre dois conversores do mesmo grupo. Os autores demonstram que esse tipo de conexão exige que um dos conversores básicos seja referenciado ao terminal positivo da fonte de alimentação (conversor espelhado) e que a conexão entre dois conversores do grupo negativo resulta no processamento parcial de potência, ou seja, que a potência processada pelo conversor diferencial torna-se inferior à entregue à carga.

Tendo em vista as características atrativas da conexão diferencial, neste trabalho avalia-se a aplicação do conversor Buck-Boost diferencial simétrico ao processamento de energia solar fotovoltaica. As principais vantagens do conversor proposto são:

- Possibilidade de utilização de modulação *phase-shift*, o que permite dobrar a frequência aparente nos elementos passivos do conversor e do filtro de entrada, contribuindo para aumentar a densidade de potência da topologia;
- Capacidade de processamento parcial da potência fotogerada, pois neste tipo de conexão parte da energia da fonte de entrada é transferida diretamente à saída;
- Capacidade de operação com ampla variação da tensão de entrada sem haver redução acentuada de rendimento, o que torna o conversor adequado para aplicações fotovoltaicas;
- Divisão da potência processada entre os dois conversores Buck-Boost, sendo cada um deles projetado para metade da potência total;
- Simplicidade de dimensionamento e robustez, pois o conversor diferencial simétrico é baseado no conversor Buck-Boost, uma topologia consolidada na literatura.

É válido destacar que, assim como outras topologias presentes na literatura, o conversor proposto requer circuito de acionamento isolado para pelo menos um de seus interruptores. Além disso, em função da natureza da conexão diferencial, o conversor proposto faz uso do dobro de componentes em relação ao conversor básico que o originou, todavia, os valores das indutâncias e capacitâncias tendem a ser menores quando a modulação *phase-shift* é utilizada. Ainda, o conversor proposto não apresenta terminal comum entre entrada e saída. Embora essa característica não seja uma exigência em aplicações fotovoltaicas, a ausência de terminal comum pode favorecer a circulação de correntes de modo comum em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Além desta seção introdutória, este artigo apresenta, na seção II, a descrição da topologia proposta e, na seção III, as etapas de operação e principais formas de onda. A seção IV destina-se ao equacionamento orientado ao dimensionamento e a seção V ao processamento parcial de potência. Na seção VI realiza-se a análise comparativa, na seção VII apresentam-se os resultados experimentais e, por fim, na seção VIII são apresentadas as conclusões do trabalho.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta é obtida por meio da conexão diferencial de dois conversores cc-cc básicos não isolados do tipo Buck-Boost que operam de maneira simétrica, sendo um deles representado de maneira espelhada, assim como ilustrado na Figura 1.

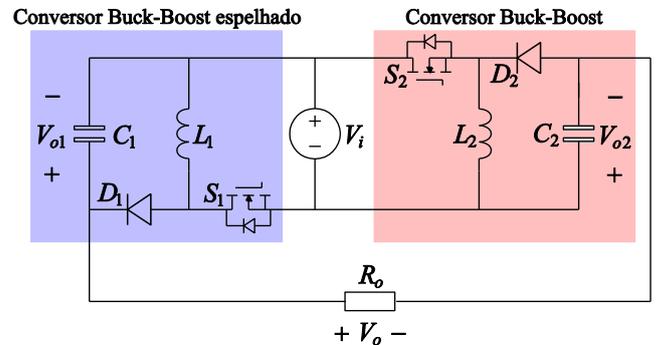


Fig. 1. Conversor diferencial simétrico proposto.

Conforme pode ser verificado mediante inspeção da Figura 1, os conversores Buck-Boost têm a importante característica de apresentarem tensão de saída com polaridade invertida em relação à de entrada. É essa característica que faz com que após a conexão diferencial, a tensão aplicada à carga seja expressa pela soma da tensão de entrada com as tensões de saída individuais de cada conversor Buck-Boost utilizado:

$$V_o = V_i + V_{o1} + V_{o2}. \quad (1)$$

Para permitir o uso da topologia com fontes que não podem ser submetidas a correntes pulsadas, a exemplo dos geradores fotovoltaicos, considera-se a inclusão de um filtro de entrada, como ilustrado na Figura 2, que reinterpreta o conversor proposto com seus elementos rearranjados.

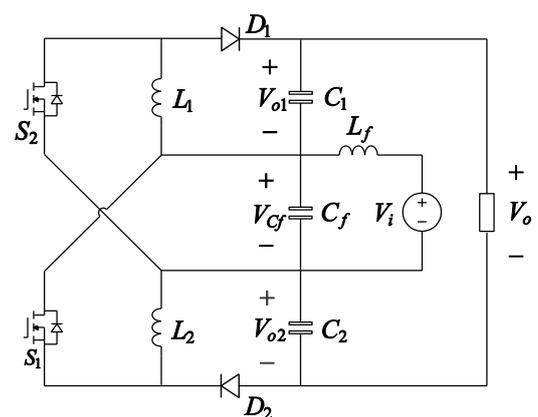


Fig. 2. Conversor proposto com filtro de entrada.

III. ETAPAS DE OPERAÇÃO

Embora os interruptores da topologia proposta possam ser acionados simultaneamente, é interessante fazer uso da modulação *phase-shift*, com duas portadoras defasadas de 180° , pois assim a frequência aparente da ondulação da

tensão de saída e da corrente no filtro de entrada assume o dobro do valor da frequência de comutação, o que permite reduzir o volume dos elementos passivos.

Quando assim modulado, em modo de condução contínua, as etapas de operação do conversor dependem do valor da razão cíclica (D). Para $D < 0,5$, apenas um dos interruptores é habilitado a conduzir por vez, enquanto para $D > 0,5$, haverá momentos em que ambos os interruptores estarão habilitados simultaneamente, tal como detalhado a seguir.

A. Operação com $D < 0,5$

- **Etapa I-a:** durante essa etapa o interruptor S_1 é comandado a conduzir enquanto S_2 é mantido bloqueado, como na Figura 3.a. Enquanto o indutor L_1 se carrega a partir da fonte de entrada, a energia previamente armazenada em L_2 é transferida, por meio de D_2 , para C_2 . Essa etapa se encerra quando S_1 é comando a bloquear.
- **Etapa II-a:** nessa etapa, ilustrada na Figura 3.b, ambos os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados, enquanto os diodos D_1 e D_2 , diretamente polarizados, estão em condução. A energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 nas etapas anteriores é, agora, transferida, por meio de D_1 e D_2 , para C_1 e C_2 , respectivamente. Essa etapa se encerra quando S_2 é comando a conduzir.
- **Etapa III-a:** durante essa etapa o interruptor S_2 está em condução, enquanto S_1 é mantido bloqueado, como ilustrado na Figura 3.c. Enquanto a o indutor L_2 se carrega a partir da fonte de entrada, a energia previamente armazenada em L_1 é transferida, por meio de D_1 , para C_1 . Essa etapa termina quando S_2 é comando a bloquear.
- **Etapa IV-a:** nessa etapa, como os interruptores ativos estão desabilitados e os diodos em condução, vale a descrição apresentada na Etapa II-a e ilustrada na Figura 3.b. Essa etapa se encerra quando S_1 é comandado a conduzir, reiniciando o ciclo.

B. Operação com $D > 0,5$

- **Etapa I-b:** durante essa etapa, os interruptores S_1 e S_2 são estão em condução simultânea, como mostrado na Figura 3.d. Nessa condição, ambos os indutores L_1 e L_2 se carregam a partir da fonte de entrada, enquanto a carga R_o é suprida pelos capacitores C_1 , C_2 e pela fonte de entrada V_i . Essa etapa é finalizada quando S_2 é comandado a bloquear.
- **Etapa II-b:** durante essa etapa o interruptor S_1 permanece em condução enquanto S_2 é mantido bloqueado, assim, o circuito equivalente descrito na Etapa I-a, Figura 3.a, continua válido. O fim dessa etapa, no entanto, ocorre quando S_2 é novamente comandado a conduzir.
- **Etapa III-b:** nessa etapa, ambos os interruptores são novamente acionados, de tal maneira que a descrição apresentada na Etapa I-b e ilustrada na Figura 3.d se repete. Essa etapa se encerra quando S_1 é comandado a

bloquear.

- **Etapa IV-b:** durante essa etapa o interruptor S_2 permanece em condução após S_1 ter sido comandado a bloquear, portanto, o circuito equivalente descrito na Etapa III-a, Figura 3.c, continua válido. A referida etapa se encerra quando S_1 é novamente comandado a conduzir, reiniciando o ciclo.

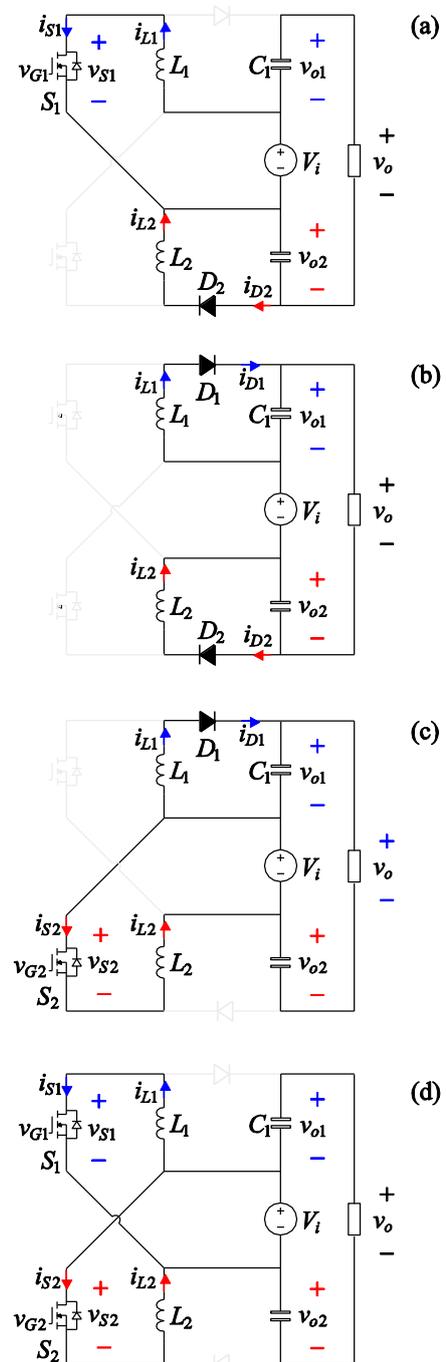


Fig. 3. Etapas de operação em modo de condução contínua.

As principais formas de onda do conversor operando em modo de condução contínua, respectivamente com razão cíclica menor e maior do que 0,5, são ilustradas na Figuras 4.a e 4.b.

IV. EQUACIONAMENTO

O equacionamento do conversor proposto é realizado considerando sua operação em modo de condução contínua.

A. Ganho Estático

Devido à conexão diferencial e ao fato de a tensão de saída dos conversores Buck-Boost apresentarem polaridade invertida em relação à tensão de entrada, é possível expressar a tensão de saída (V_o) da topologia proposta como sendo a soma da tensão de entrada (V_i) com as tensões de saída de cada conversor Buck-Boost individual (V_{o1} e V_{o2}). Assim, partindo-se de (1), obtém-se:

$$V_o = V_i + \underbrace{\frac{D}{1-D}V_i}_{V_{o1}} + \underbrace{\frac{D}{1-D}V_i}_{V_{o2}} = \frac{1+D}{1-D}V_i, \quad (2)$$

A partir de (2) encontra-se o ganho estático do conversor em modo de condução contínua:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1+D}{1-D}. \quad (3)$$

B. Elementos Passivos do Conversor

Os valores dos elementos passivos podem ser obtidos a partir da metodologia aplicada ao conversor Buck-Boost convencional, pois a topologia resultante da conexão diferencial é simétrica. Assim, para determinar o valor de indutância necessária para atender à especificação de ondulação de corrente, emprega-se:

$$L_1 = L_2 = \frac{V_i D}{\Delta I_L f_s}. \quad (4)$$

Os capacitores de saída também são determinados da maneira clássica, isto é:

$$C_1 = C_2 = \frac{I_o D}{f_s \Delta V_C}. \quad (5)$$

No caso do conversor proposto, contudo, como a tensão de saída é composta pela tensão de ambos os capacitores, e tendo em vista a defasagem de 180° entre as ondulações de alta frequência, torna-se necessário relacionar a ondulação de tensão ΔV_C de cada capacitor com a ondulação da tensão de saída total ΔV_o . Para $D < 0,5$ essa relação é expressa por:

$$\Delta V_C \Big|_{D < 0,5} = \frac{1-D}{1-2D} \Delta V_o. \quad (6)$$

Por sua vez, para $D > 0,5$, tem-se:

$$\Delta V_C \Big|_{D > 0,5} = \frac{D}{2D-1} \Delta V_o. \quad (7)$$

Portanto, ao substituir (6) e (7), uma a uma, em (4), obtém-se:

$$C_1 = C_2 \Big|_{D < 0,5} = \frac{D(1-2D)}{1-D} \frac{I_o}{f_s \Delta V_o}. \quad (8)$$

$$C_1 = C_2 \Big|_{D > 0,5} = (2D-1) \frac{I_o}{f_s \Delta V_o}. \quad (9)$$

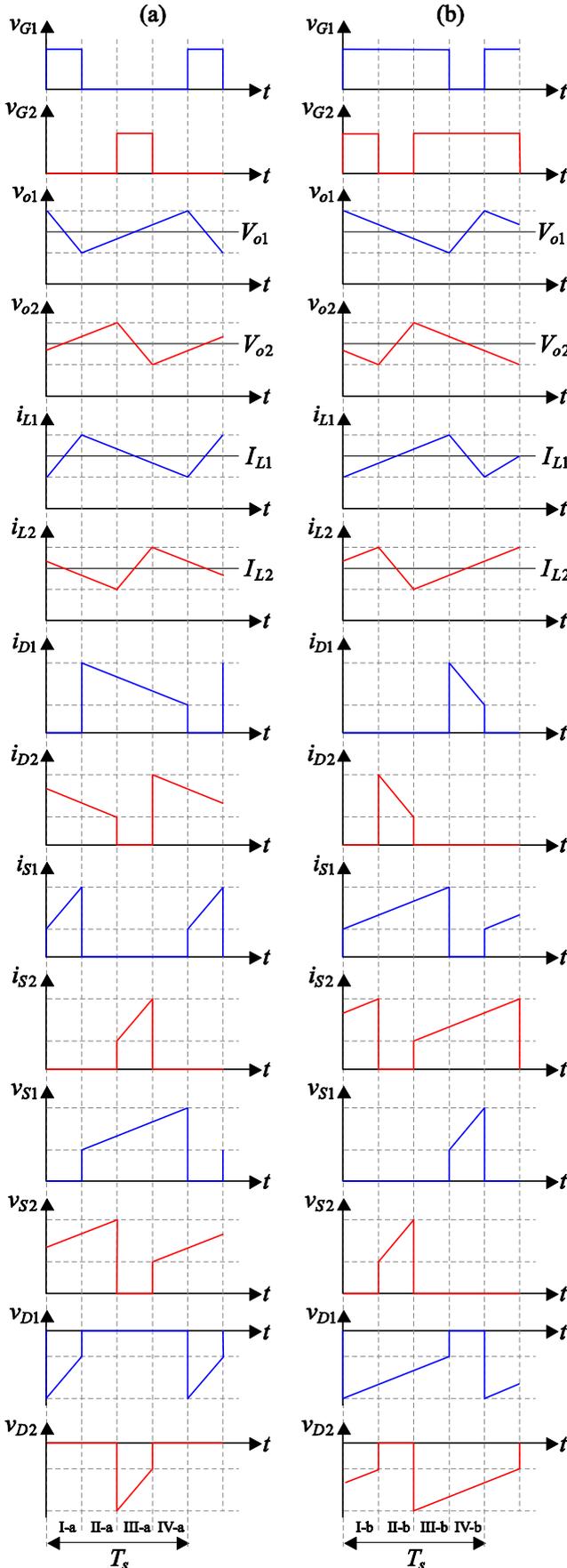


Fig. 4. Principais formas de onda do conversor proposto em MCC: (a) $D < 0,5$ e (b) $D > 0,5$.

C. Elementos Passivos do Filtro de Entrada

O filtro passa-baixa tipo LC ilustrado na Figura 2 é adicionado na entrada do conversor para mitigar a ondulação de corrente drenada da fonte. Sua inclusão é vital para impedir que as componentes harmônicas de alta frequência provenientes da comutação se propaguem para o arranjo fotovoltaico. Entretanto, devido à característica de transferência direta de energia, a tensão de entrada do conversor é refletida diretamente para a saída; portanto, quando o filtro de entrada é inserido, a ondulação da tensão de entrada é somada à ondulação de tensão oriunda dos conversores Buck-Boost, implicando uma maior ondulação da tensão de saída. Para garantir que a estrutura do conversor com o filtro atenda à especificação de ondulação de tensão de saída, é necessário compartilhar a ondulação total entre o filtro e o conversor. Nessa condição, o capacitor C_f do filtro pode ser determinado por:

$$C_f \Big|_{D < 0,5} = \frac{D(1-2D)}{1-D} \frac{I_o}{f_s \Delta V_{C_f}}, \quad (10)$$

$$C_f \Big|_{D > 0,5} = (2D-1) \frac{I_o}{f_s \Delta V_{C_f}}, \quad (11)$$

Vale destacar que após a inserção do filtro, a ondulação da tensão de saída passa a ser definida por:

$$\Delta V_o = 2\Delta V_C + \Delta V_{C_f}. \quad (12)$$

Como existem diversas combinações de capacitâncias que atendem à condição expressa em (12), busca-se determinar uma relação ótima que resulte nas menores capacitâncias possíveis. A relação que leva a essa condição é dada por:

$$\Delta V_{C_f} = 2\Delta V_C = \frac{\Delta V_o}{2}. \quad (13)$$

O resultado obtido demonstra que a relação que produz a menor combinação de capacitâncias ocorre quando a ondulação da tensão de saída é distribuída igualmente entre os conversores Buck-Boost associados e o filtro, porém essa relação é flexível, de modo que a ondulação possa ser distribuída considerando a adequação dos capacitores a valores comerciais disponíveis.

Por fim, a determinação do indutor L_f do filtro pode ser realizada a partir da especificação da frequência de ressonância (f_{res}), resultando em:

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 f_{res}^2 C_f}, \quad (14)$$

sendo usual sintonizar f_{res} a uma década abaixo da frequência de comutação, a fim de garantir que o espectro harmônico de alta frequência seja mitigado pelo filtro.

V. PROCESSAMENTO PARCIAL DE POTÊNCIA

Tendo em vista que no conversor proposto a tensão de entrada é também aplicada à saída do conversor, uma parcela da potência consumida pela carga não é eletronicamente

processada ou, em outras palavras, os conversores não processam 100% da potência solicitada pela carga. Essa característica é vantajosa, pois a parcela de potência transferida diretamente da entrada para a saída não é deteriorada pelas perdas intrínsecas dos conversores, o que melhora o rendimento global do conversor diferencial.

Para comprovar a característica de processamento parcial da topologia proposta, bem como determinar o montante de potência que é transferido diretamente, multiplica-se (2) pela corrente de saída I_o , obtendo-se:

$$P_o = V_o I_o = V_i I_o + V_{o1} I_o + V_{o2} I_o. \quad (15)$$

A equação (15) demonstra que a potência consumida pela carga apresenta uma parcela oriunda do conversor Buck-Boost 1 ($V_{o1} I_o$), outra do conversor Buck-Boost 2 ($V_{o2} I_o$) e uma terceira, suprida diretamente pela fonte de entrada ($V_i I_o$). Como as três parcelas têm em comum o termo I_o , a contribuição individual é definida pela relação entre as tensões parciais de saída V_i , V_{o1} , V_{o2} e tensão de saída total V_o , de tal forma que:

$$P_{TD\%} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1-D}{1+D}, \quad (16)$$

$$P_{BB1\%} = \frac{V_{o1}}{V_o} = \frac{D}{1+D}, \quad (17)$$

$$P_{BB2\%} = \frac{V_{o2}}{V_o} = \frac{D}{1+D}, \quad (18)$$

em que $P_{TD\%}$ é a potência transferida diretamente da fonte de entrada para a carga e $P_{BB1\%}$ e $P_{BB2\%}$ são potência processadas pelos respectivos conversores Buck-Boost, assumindo-se que são acionados com razões cíclicas de mesmo valor, ou seja: $D_1 = D_2 = D$.

A Figura 5 apresenta a evolução das potências normalizadas, $P_{TD\%}$, $P_{BB1\%}$ e $P_{BB2\%}$ em função da razão cíclica de operação dos conversores Buck-Boost. Verifica-se que a distribuição igualitária de potência ocorre para $D = 0,5$ e que na medida em que o ganho aumenta, a parcela de potência transferida diretamente torna-se menor.

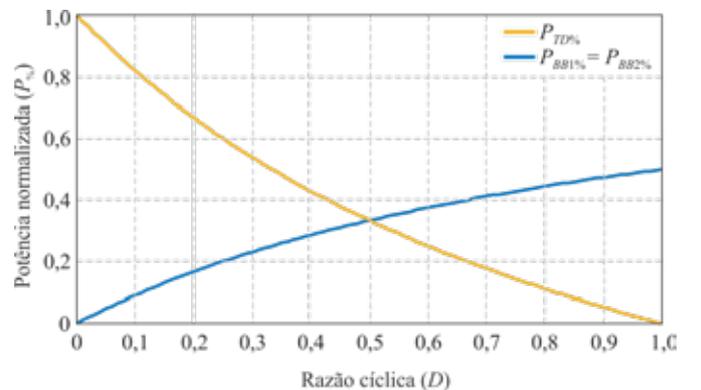


Fig. 5. Evolução da potência processada pelos conversores e transferida diretamente à carga em função da razão cíclica de operação.

VI. ANÁLISE COMPARATIVA

A fim de reforçar os pontos positivos e negativos da topologia proposta, realiza-se, nesta seção, uma análise comparativa considerando outras topologias existentes na literatura que apresentam ganhos estáticos similares ao do conversor proposto. Elencam-se para esta comparação o conversor Boost a capacitor chaveado (SC-Boost) [13], o conversor Boost a indutor chaveado (SL-Boost) [15] e os conversores de alto ganho propostos por [23] e [24], conforme observado na Tabela I.

Dentre os conversores avaliados, verifica-se que o conversor proposto, juntamente com o SC-Boost e com o SL-Boost, é o que apresenta menor número de componentes, oito no total. Ainda, como o conversor proposto pode operar com modulação *phase-shift*, a frequência aparente em seus elementos passivos tem o dobro do valor da frequência de comutação, permitindo maior compactação.

No quesito ganho de tensão, o conversor proposto é equivalente às topologias apresentadas em [15] e [24], mas apresenta ganho estático inferior aos dos conversores derivados em [13] e [23]. Ademais, a topologia proposta é a única que não apresenta terminal comum entre entrada e saída, fato que pode ser entendido como uma característica negativa, todavia, também é a única que possibilita o processamento parcial de potência.

Mediante a Tabela I, também é possível verificar que os diodos e os interruptores do conversor proposto estão submetidos aos maiores esforços de tensão dentre as topologias avaliadas, entretanto, para a tensão de saída especificada (400 V), essa característica não é problemática, pois existe uma gama abrangente de diodos e interruptores de baixo custo, na faixa de 600 V, que podem ser utilizados.

Destaca-se que o conversor proposto apresenta o melhor desempenho em termos de rendimento máximo, alcançando o patamar de 98%. Ainda, seu rendimento manteve-se superior a 97% para potências entre 200 W e 800 W.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para avaliar o comportamento do conversor em situações reais, construiu-se o protótipo ilustrado na Figura 6, a partir das especificações listadas na Tabela 2.

Na implementação foram utilizados capacitores da *Epcos*, modelo B32674D3106, interruptores MOSFET da *Infineon*, modelo IPW65R080CFDA, e diodos da *Rohm Semiconductor*, modelo SCS208. Para a confecção dos indutores foram utilizados núcleos de ferrite, tipo EE, da *Thornton*. O acionamento dos interruptores foi realizado por meio de *gate drivers* isolados da *Supplier*, modelo DRO100S25A. O sensoriamento de tensão foi obtido mediante divisor resistivo e o de corrente por meio de um transdutor da LEM, modelo LA-25. O código fonte, tanto para operação em malha aberta como MPPT, foi embarcado no processador MSP432P401R, da *Texas Instruments*. A Tabela 2 também traz mais informações sobre os componentes utilizados.

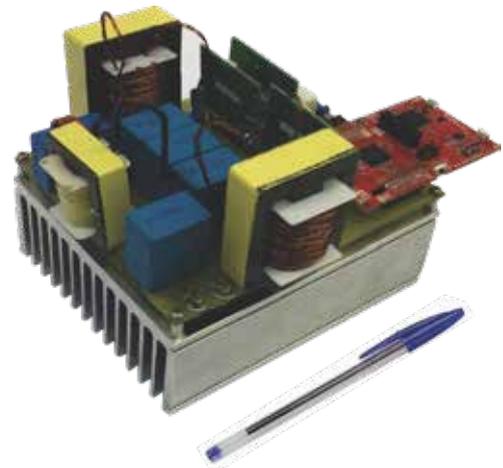


Fig. 6. Protótipo do conversor.

TABELA I

Comparação Entre o Conversor Proposto e Outros Conversores cc-cc Elevadores Publicados na Literatura

Figuras de mérito		SC-Boost [13]	SL-Boost [15]	Conversor proposto por [23]	Conversor proposto por [24]	Conversor Proposto
Número de interruptores		1	1	2	2	2
Número de diodos		3	4	3	3	2
Número de indutores		1	2	1*	2	2
Números de capacitores		3	1	4	2	2
Conexão comum entre entrada e saída		Sim	Sim	Sim	Sim	Não
Processamento parcial de potência		Não	Não	Não	Não	Sim
Ganho de tensão		$\frac{2}{1-D}$	$\frac{1+D}{1-D}$	$D+n+nD$	$\frac{1+D}{1-D}$	$\frac{1+D}{1-D}$
Esforços de tensão nos interruptores	S_1	$V_o/2$	V_o	V_i	$(V_o V_{in})/2$	$(V_o + V_{in})/2$
	S_2	-	-	V_i	V_o	$(V_o + V_{in})/2$
Esforços de tensão nos diodos	D_1	$V_o/2$	V_{in}	-	$(V_o + V_{in})/2$	$(V_o + V_{in})/2$
	D_2	$V_o/2$	$(V_o - V_{in})/2$	-	V_{in}	$(V_o + V_{in})/2$
	D_3	$V_o/2$	$(V_o - V_{in})/2$	nV_i	-	-
	D_4	-	V_o	-	V_o	-
Potência nominal		160 W	200 W	150 W	100 W	800 W
Rendimento máximo		90%	96%	97,5%	94%	98%

*Indutor acoplado com dois enrolamentos, sendo n a relação de espiras.

TABELA II
Especificações do Conversor

Grandeza/componente	Valor
Tensão de entrada (V_i)	105,2 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Potência de saída (P_o)	800 W
Ondulação de corrente nos indutores (ΔI_L)	20%
Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)	1%
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Ciclo de trabalho (D)	0,5835
Indutâncias do conversor (L_1 e L_2)	1,6 mH
Capacitâncias do conversor (C_1 e C_2)	10 μ F
Indutância do filtro de entrada (L_f)	380 μ F
Capacitância do filtro de entrada (C_f)	4,7 μ F

A. Resultados da Operação do Conversor em Malha Aberta

Para validar a operação estática do conversor foram realizados ensaios em malha aberta, com razão cíclica nominal (teórica) de operação.

Na Figura 7 são apresentadas as correntes nos indutores L_1 e L_2 , cujos valores médios se estabeleceram em 4,654 A e 4,589 A, respectivamente, com valores máximos de 5,04 A e 4,76 A, nesta ordem. Vale evidenciar a defasagem de 180° oriunda do emprego da modulação *phase-shift*.

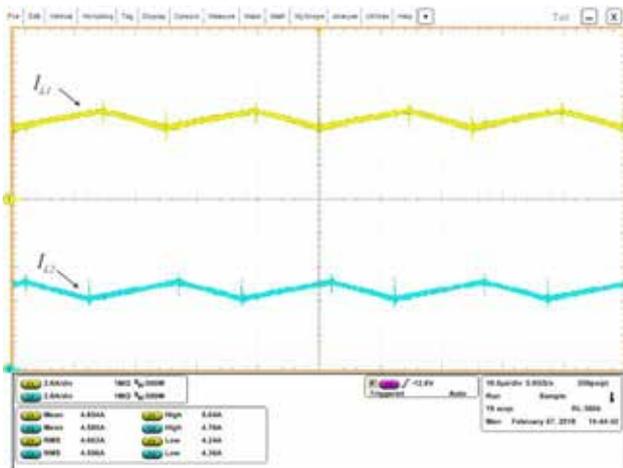


Fig. 7. Correntes nos indutores L_1 e L_2 . Escalas – CH1 (Amarelo): 2 A/div; CH 2 (azul): 2 A/div; tempo: 4 μ s/div.

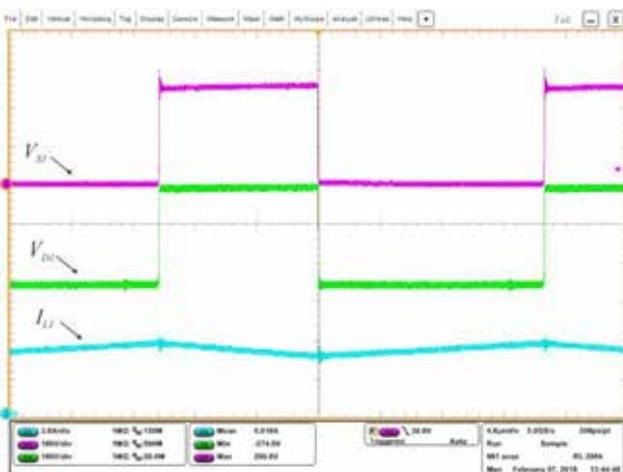


Fig. 8. Tensão sobre o interruptor e o diodo de um dos conversores Buck-Boost utilizados na conexão diferencial. Escalas - CH2 (azul): 3 A/div; CH 3 (roxo): 100 V/div; CH4 (verde): 100 V/div; tempo: 4 μ s/div.

Na Figura 8 são exibidas as tensões no diodo e no interruptor de um dos conversores Buck-Boost, acompanhadas da corrente no indutor para sincronismo. O valor máximo da tensão sobre o interruptor estabeleceu-se em 256 V e sobre o diodo em 274 V. Resultados similares foram obtidos para o outro conversor Buck-Boost, sendo por isso, suprimidos do artigo.

B. Resultados da Operação do Conversor Como Rastreador do Ponto de Máxima Potência

Para validar a capacidade de o conversor operar como rastreador do ponto de máxima potência, ensaios experimentais foram conduzidos a partir da utilização do algoritmo da condutância incremental [25], que se baseia no cálculo da derivada da potência em relação à tensão fotogerada, como intuito de buscar o ponto de operação em que $dP_{pv}/dV_{pv} = 0$.

Para a realização dos ensaios com condições climáticas controladas foi utilizado o emulador fotovoltaico XR500-12/380 da Magna Power. Apesar de possibilitar a variação de temperatura e de irradiância, e assim a repetitividade dos ensaios, a dinâmica interna do emulador insere perturbações no sistema sob teste. Tais perturbações não influenciam significativamente a operação do conversor, mas implicam leves oscilações nos entornos do ponto de máxima potência, conforme pode ser verificado nas Figuras 9 e 10.

Na Figura 9 é apresentado o resultado do ensaio com os degraus (positivo e negativo) de irradiância, conforme descrito na Tabela 3. Os fatores de rastreamento, nesse caso, estabeleceram-se, respectivamente, em 95,3% e 97,3%, sendo estes valores medidos após a entrada das grandezas em regime permanente.

Na Figura 10 são apresentados os resultados com aplicação de degraus positivo e negativo de temperatura, conforme Tabela 3. Assim como no ensaio de degrau de irradiância, é possível observar que o conversor busca o ponto de máxima potência, sendo os fatores de rastreamento de 95,6% e 96,4%, nesta ordem.

Para realização dos testes com degrau de carga foi utilizado um arranjo fotovoltaico formado por quatro módulos KC200GT conectados em série, pois estes ensaios não requerem variações controladas das condições climáticas. Durante mensurações, a temperatura dos módulos manteve-se em 45 °C, sendo a componente direta da irradiância incidente de 950 W/m², com variações aleatórias de ± 25 W/m², oriundas da componente difusa. Tais valores foram obtidos por meio dos sensores de temperatura e de irradiância disponíveis no traçador de curvas M360A PROFITEST PV, fabricado por Gossen Metrawatt.

A Figura 11 destaca a dinâmica de rastreamento durante a aplicação do degrau positivo de carga descrito na Tabela 3. Adicionalmente, a Figura 12 mostra o comportamento da busca pelo MPP após o degrau negativo de carga. Os fatores de rastreamentos para ambos os degraus de carga (positivo e negativo) estabeleceram em 97% e 95,9%, respectivamente.

Os resultados apresentados nesta seção demonstram que o conversor diferencial, assim como os conversores básicos, é capaz de operar satisfatoriamente como rastreador do ponto de máxima potência de sistemas fotovoltaicos. A melhora de seu desempenho está condicionada ao uso de métodos de rastreamento mais sofisticados, tendo em vista o elevado rendimento do conversor, conforme abordado a seguir.

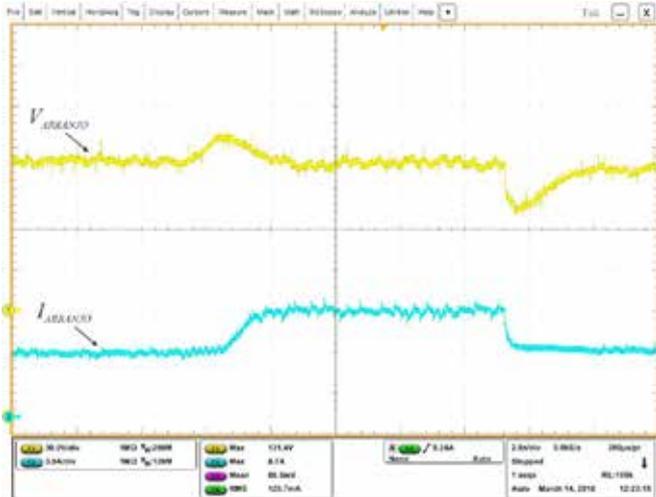


Fig. 9. Ensaio com degraus de irradiância. Escalas – CH1 (amarelo): 30 V/div; CH2 (azul): 3 A/div; tempo: 2 s/div.

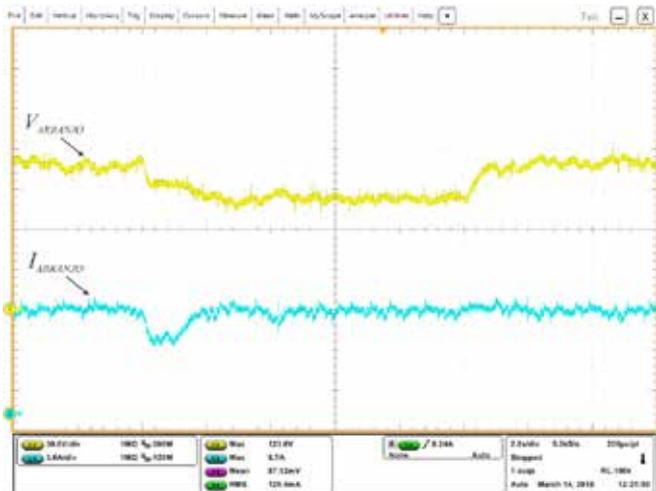


Fig. 10. Ensaio com degraus de temperatura. Escalas – CH1 (amarelo): 30 V/div; CH2 (azul): 3 A/div; tempo: 2 s/div.



Fig. 11. Ensaio com degrau positivo de carga. Escalas – CH1 (amarelo): 30 V/div; CH2 (azul): 1 A/div; tempo: 500 ms/div.

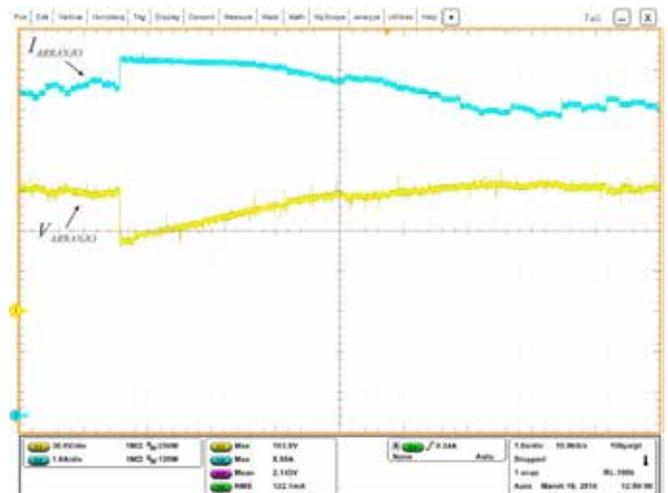


Fig. 12. Ensaio com degrau negativo de carga. Escalas – CH1 (amarelo): 30 V/div; CH2 (azul): 1 A/div; tempo: 1 s/div.

C. Resultados de Rendimento e Distribuição de Perdas

Para avaliar o rendimento do conversor em distintos pontos de operação foram realizados ensaios, em malha aberta, com o analisador de energia Yokogawa Modelo WT-1800. Durante estes ensaios, a tensão na entrada do conversor foi ajustada em três patamares distintos (117,5 V, 105,2 V e 94,3 V), escolhidos para representar a tensão do arranjo fotovoltaico para três valores de temperaturas diferentes (0 °C, 25 °C e 47 °C). Para cada tensão de entrada, ajustou-se a razão cíclica para que a tensão de saída fosse mantida constante, em 400 V, variando-se gradativamente a resistência de carga para que drenasse potências entre 200 W e 800 W, com intervalos de 100 W.

Os ensaios de rendimento foram realizados considerando apenas a potência do conversor, ou seja, desprezando-se as perdas das fontes auxiliares. O conversor foi posicionado sobre a bancada de testes e arrefecido apenas por convecção natural, sendo que a mensuração das potências de entrada e de saída, para cada ponto de operação, foi realizada apenas depois de a temperatura ter alcançado em regime permanente.

TABELA III

Condições de Irradiância, Temperatura e Carga Utilizadas Durante os Ensaios do Conversor Proposto com MPPT

Condição		Temp. [°C]	Potência máxima teórica [W]	Potência rastreada [W]	Fator de rastreamento
Carga [Ω]	Irrad. [W/m ²]				
200	600 → 1000	25	801,05	763,68	95,3%
	1000 → 600		488,99	475,64	97,3%
200	1000	25 → 70	600,09	573,73	95,6%
		70 → 25	801,05	771,82	96,4%
200 → 400	950	45	676,87	656,64	97,0%
400 → 200			676,87	649,22	95,9%

Na Figura 13 são apresentados os pontos de rendimento obtidos nos ensaios, juntamente com as respectivas curvas de tendência, interpoladas por meio de um polinômio de terceira ordem. A partir destes resultados verifica-se que o rendimento máximo, com tensão de entrada de 105,2 V, é de aproximadamente 98% e que o rendimento decresce na medida em que a tensão de entrada diminui, devido à redução da parcela de potência transferida diretamente à saída e ao aumento das perdas de condução, causado pela elevação da corrente de entrada.

De acordo com a Comissão de Energia da Califórnia [26], o método mais apropriado para obter o rendimento de conversores aplicados ao processamento da energia solar fotovoltaica consiste no cálculo da média ponderada de diversos pontos de operação. O objetivo de se realizar este cálculo é a obter rendimento médio do conversor, visto que a operação não ocorre com potência fixa, devido às variações das condições climáticas.

Para efetuar o cálculo do rendimento CEC, é necessário conhecer o rendimento do conversor operando com 100%, 75%, 50%, 30%, 20% e 10% da potência nominal. Aplicando-se os referidos valores em

$$\eta_{CEC} = 0.04\eta_{10\%} + 0.05\eta_{20\%} + \dots + 0.12\eta_{30\%} + 0.21\eta_{50\%} + 0.53\eta_{75\%} + 0.05\eta_{100\%}, \quad (19)$$

constata-se que o rendimento CEC do conversor proposto, com tensão de entrada nominal (105,2 V) é de 97,8%.

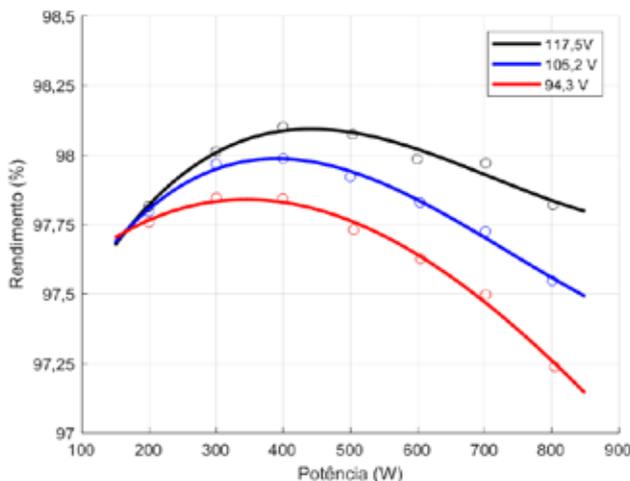


Fig. 13. Curvas de rendimento para diferentes tensões de entrada.

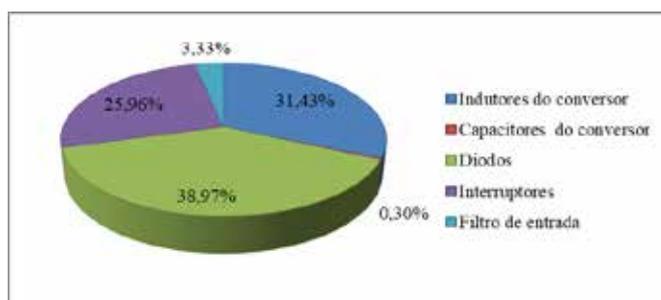


Fig. 14. Distribuição de perda entre os componentes do conversor proposto.

Por fim, a distribuição das perdas entre os componentes do conversor proposto também foi avaliada. As perdas dos indutores contabilizam as parcelas por efeito joule nos condutores e magnética no núcleo, calculada a partir da equação de *Steinmetz* [27]. Nos capacitores, foram consideradas as perdas causadas pela dissipação de energia na resistência série equivalente, obtida via catálogo. Para os diodos, foram estimadas apenas as perdas de condução, sendo as perdas de comutação negligenciadas devido ao uso de diodos de carbeto de silício. No caso dos interruptores foram consideradas tanto as perdas de condução quanto as de comutação. Destaca-se que não foram consideradas nesta análise as potências consumidas pelo processador, circuito de condicionamento de sinal e acionamento dos interruptores. Os resultados encontrados no que concerne à distribuição de perdas são resumidos na Figura 14, a partir do qual se percebe que os elementos críticos são dos diodos D_1 e D_2 , que juntos totalizam quase 40% das perdas do conversor.

VIII. CONCLUSÃO

Este artigo avaliou o desempenho do conversor cc-cc Buck-Boost diferencial simétrico aplicado ao processamento de energia solar fotovoltaica.

Os ensaios experimentais referentes à operação do conversor como rastreador do ponto de máxima potência, a partir do algoritmo da condutância incremental, demonstraram sua adequação à finalidade, tendo em vista que o fator de rastreamento foi superior a 95% em todos os cenários avaliados.

A investigação dos resultados provenientes dos ensaios experimentais também revelou uma importante característica positiva da topologia: elevado rendimento. Conforme verificado, o rendimento do conversor Buck-Boost diferencial simétrico manteve-se superior a 97% ao longo de toda faixa de operação, para diferentes valores de tensão de entrada, sem que fosse utilizado nenhum tipo de técnica de otimização de perdas. Essa característica deve-se, principalmente, à transferência direta de energia entre a fonte e a carga. A elevação da tensão de entrada acompanhada do aumento de rendimento forneceu subsídios suficientes para corroborar essa hipótese, embora, nessa situação, também ocorra a redução das perdas de condução devido à diminuição da corrente de entrada.

Por fim, destaca-se que o emprego de topologias básicas que possuam tensão de saída com polaridade invertida em relação à tensão de entrada é recomendado em conexões diferenciais, assim como é o caso do conversor Buck-Boost diferencial simétrico. Utilizar conversores com tensões de entrada e de saída com mesma polaridade, apesar de ser possível, resulta em topologias diferenciais que processam potências superiores à demandada pela carga.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES e ao CNPq pelas bolsas de estudo.

REFERÊNCIAS

- [1] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. Chichester, U.K: Wiley, 2008.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, e W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, Media enhanced 3. Hoboken, NJ: Wiley, 2007.
- [3] A. Tomaszuk, and A. KRUPA, "High Efficiency High Step-Up DC-DC Converters - A Review", in *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, vol. 59, no 4, p. 475-483, 2011.
- [4] F. L. Tofoli, D. d C. Pereira, W. J. de Paula, e D. d S. O. Júnior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter", *IET Power Electron.*, vol. 8, no 10, p. 2044-2057, Oct. 2015.
- [5] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, e B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage Boosting Techniques, Topologies, and Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no 99, p. 1-1, Mar. 2017.
- [6] M. S. Makowski e D. Maksimovic, "Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters", in *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1995. PESC '95 Record, vol. 2, p. 1215-1221. Aug. 1995.
- [7] G. Palumbo e D. Pappalardo, "Charge Pump Circuits: An Overview on Design Strategies and Topologies", *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 10, p. 31-45, Mar. 2010.
- [8] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, e P. M. Garcia-Vite, "Novel DC-DC Multilevel Boost Converter", in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 2146-2151, Aug. 2008.
- [9] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, e A. Valderrabano, "A DC-DC multilevel boost converter", *IET Power Electron.*, vol. 3, no 1, p. 129-137, Jan. 2010.
- [10] B. P. Baddipadiga e M. Ferdowsi, "A High-Voltage-Gain DC-DC Converter Based on Modified Dickson Charge Pump Voltage Multiplier", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no 10, p. 7707-7715, Oct. 2017.
- [11] M. D. Vecchia, M. A. Salvador, e T. B. Lazzarin, "Hybrid Non-Isolated DC-DC Converters Derived from a Passive Switched-Capacitor Cell", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. pp. 99, p. 1-1, May 2017.
- [12] Y. Tang, D. Fu, T. Wang, e Z. Xu, "Hybrid Switched-Inductor Converters for High Step-Up Conversion", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 3, p. 1480-1490, Mar. 2015.
- [13] L. Schmitz, D. C. Martins, e R. F. Coelho, "Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell", *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 64, no 2, p. 480-493, Feb. 2017.
- [14] L. Schmitz, D. C. Martins and R. F. Coelho, "Comprehensive Conception of High Step-Up DC-DC Converters with Coupled Inductor and Voltage Multipliers Techniques," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 67, no. 6, pp. 2140-2151, June 2020.
- [15] J. S. Brugler, "Theoretical performance of voltage multiplier circuits", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 6, no 3, p. 132-135, Jun. 1971.
- [16] P. Lin e L. Chua, "Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 24, no 10, p. 517-530, Oct. 1977.
- [17] H. Matsuo e K. Harada, "The Cascade Connection of Switching Regulators", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-12, no 2, p. 192-198, Mar. 1976.
- [18] T.-F. Wu e T.-H. Yu, "Unified approach to developing single-stage power converters", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 34, no 1, p. 211-223, Jan. 1998.
- [19] D. Maksimovic e S. Cuk, "Switching converters with wide DC conversion range", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no 1, p. 151-157, Jan. 1991.
- [20] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, e J. A. Morales-Saldana, "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios", *IET Power Electron.*, vol. 2, no 5, p. 605-613, Set. 2009
- [21] M. A. Salvador, J. M. de Andrade, T. B. Lazzarin and, R. F. Coelho. "Methodology for synthesis of high-gain step-up DC-DC converters based on differential connections", in *International Journal of Circuits and Theory Applications*, Oct. 2020.
- [22] J. M. de Andrade, M. A. Salvador, R. F. Coelho and T. B. Lazzarin, "General Method for Synthesizing High Gain Step-Up DC-DC Converters Based on Differential Connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13239-13254, Dec. 2020.
- [23] L. Schmitz, D. C. Martins and R. F. Coelho, "High Step-Up Non-isolated ZVS/ZCS DC-DC Converter for Photovoltaic Thin-Film Module Applications," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 565-575, Mar 2019.
- [24] Omar and W. Haoyu, "A New High Gain DC-DC Converter With Model predictive-Control Based Mppt Technique For Photovoltaic Systems", in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, no. 2, June 2020.
- [25] A. Safari and S. Mekhilef, "Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1154-1161, April 2011.
- [26] Photovoltaic systems - Power conditioners - Procedure for measuring efficiency, European Standard EN 61683, Nov. 1999.
- [27] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. IX, pp. 1,64, Feb. 1892.

DADOS BIOGRÁFICOS

Paulo Ícaro Teixeira Nogueira, nascido em fevereiro de 1996 em Barra do Pirai, é Engenheiro Eletricista (2018) formado pela Universidade de Vassouras (UV). Atualmente cursa mestrado em Eletrônica de potência e acionamento elétrico no Instituto de Eletrônica de potência (INEP) na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Suas áreas de interesse incluem processamento de energia proveniente de fontes renováveis, inversores e veículos elétricos.

André Luiz Schlingmann, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Fundação Universidade Regional de Blumenau (2016) e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2018). Atualmente é Professor Substituto da Fundação Universidade Regional de Blumenau, atuando principalmente nos seguintes temas: conversor CC-CC, conexão diferencial e técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência de sistemas fotovoltaicos.

Lenon Schmitz, nascido em Blumenau, SC, Brasil, em 28 de março de 1990. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 2013, 2015 e 2020, respectivamente. Suas áreas de interesse incluem conversores estáticos de potência, processamento de energia proveniente de fontes renováveis e sistemas conectados à rede elétrica. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Denizar C. Martins, nasceu em São Paulo, SP, Brasil, em 24 de abril de 1955. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), SC, Brasil, em 1978 e 1981, respectivamente, e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, Toulouse, França, em 1986. Atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica da mesma instituição, onde desenvolve trabalhos nos seguintes temas: conversores estáticos CC-CC e CC-CA, correção de fator de potência, qualidade de energia, processamento eletrônico da energia solar fotovoltaica, redes ativas de distribuição, simulação de conversores estáticos e acionamento elétrico. É membro do IEEE, da SOBRAEP e da SBA.

Roberto Francisco Coelho nasceu em Florianópolis, em agosto de 1982. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da mesma instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis, ao controle e estabilidade de microrredes e a conversores elevadores de alto ganho e de alto rendimento. É membro da SOBRAEP e do IEEE.