

CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO VOLTADO PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS COM MÓDULOS DE FILME FINO

Lenon Schmitz, Thamires P. Horn, Denizar C. Martins, Roberto F. Coelho

Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, Brasil

e-mail: lenonsch@inep.ufsc.br, thamireshorn@gmail.com, denizar@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br

Resumo – Este artigo propõe um novo conversor cc-cc não isolado de alto ganho baseado no clássico conversor Buck síncrono com indutor acoplado e multiplicadores de tensão. Além de apresentar baixos esforços de tensão nos interruptores, o conversor proposto permite uma menor utilização magnética quando comparado a conversores baseados na topologia Boost, levando a uma estrutura mais compacta. Seu modo de operação ressonante possibilita comutação com tensão nula na ativação dos interruptores e comutação com corrente nula no bloqueio dos diodos, o que aumenta seu rendimento. Resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 150 W, capaz de operar com uma grande variedade de módulos de filme fino, com tensão de entrada de 55-85 V e tensão de saída de 400 V, mostram que o rendimento máximo obtido é de 98,0% e os rendimentos ponderados da Comissão de Energia da Califórnia (CEC) são superiores a 96,7% em toda a faixa de tensão de entrada.

Palavras-Chave – Baixa Tensão nos Interruptores, Conversor cc-cc de Alto Ganho, Volume Magnético Reduzido.

HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER FOR THIN-FILM PV MODULE APPLICATIONS

Abstract – This paper proposes a novel high step-up non-isolated dc-dc converter based on the classical synchronous Buck converter with coupled inductor and voltage multiplier techniques. Besides the low switches voltage stress feature, the proposed converter presents a lower magnetic utilization than the Boost-based ones, leading to a more compact structure. Its resonant operation mode enables zero-voltage-switching (ZVS) turn-on of active switches and zero-current-switching (ZCS) turn-off of diodes, which increases its efficiency. Experimental results extracted from a 150 W prototype, able to work with a large variety of commercial PV thin-film modules, with 55-85 V input and 400 V output voltages, show that the maximum obtained efficiency is nearly 98.0% and the weighted California Energy Commission (CEC) efficiencies are greater than 96.7% over the whole input voltage range.

Keywords – High Step-up dc-dc Converter, Low Switches Voltage Stress, Reduced Magnetic Size.

Artigo submetido em 17/01/2018. Primeira revisão em 20/03/2018. Aceito para publicação em 06/04/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba.

I. INTRODUÇÃO

Apesar da redução na porcentagem de produção global anual nos últimos anos, a tecnologia de filme fino ainda representa uma parcela importante do mercado de módulos fotovoltaico (FV), atingindo cerca de 6% (ou 4,9 GW_p) em 2016, o que representa um crescimento de produção de 17% em relação ao ano anterior [1]. Esse tipo de tecnologia geralmente apresenta menor custo, mas é menos eficiente quando comparada com a tecnologia de silício cristalino [1], [2]; embora tenha melhorado ao longo dos anos. Devido ao seu baixo custo e outras características peculiares (por exemplo, flexibilidade, menor peso e facilidade de integração), os módulos de filme fino têm sido amplamente utilizados em sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios (*Building-Integrated Photovoltaic* - BIPV) [3].

Em sistemas BIPV, os módulos FV são constantemente submetidos a diferentes níveis de irradiação devido a sombreamentos parciais e orientações divergentes [4], [5], reduzindo as potências fornecidas pelos sistemas se inversores *strings* forem utilizados. Uma solução para esta perda de potência é o uso de conversores integrados a módulos (*Module-Integrated Converters* - MICs) [5]-[8], visto que o rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) pode ser realizado de maneira distribuída. Dentre as três arquiteturas tradicionais de MICs [6], o microinversor (ou módulo ca) é o único que possui importante participação no mercado fotovoltaico [1]. No entanto, os microinversores comerciais são geralmente projetados para atender às especificações de módulos de silício cristalino e não podem ser usados em módulos de filme fino. Para demonstrar esta restrição, na Tabela I são descritos os principais microinversores comerciais, enquanto na Figura 1 é apresentado um resumo de módulos FV comerciais de (a) silício cristalino e (b) filme fino de diferentes fabricantes. Conforme mostrado na Figura 1 (b), as tensões no ponto de potência máxima (*Maximum Power Point* - MPP) dos módulos de filme fino variam de 40 a 100 V, enquanto, mediante a Tabela I, pode-se notar que os microinversores comerciais geralmente operam como MPPT para tensões entre 20 e 50 V; exatamente a faixa de operação da maioria dos módulos de silício cristalino (Figura 1 (a)). Além disso, é possível observar por meio da Figura 1 que os módulos de filme fino normalmente possuem potências menores do que os de silício cristalino, o que tornaria os microinversores comerciais sobredimensionados.

Microinversores comerciais costumam utilizar arquitetura monofásica e adotar configuração em estágio único ou dois estágios. Entretanto, a fim de evitar o uso de capacitores eletrolíticos como elementos armazenadores para desacoplamento de energia, a solução em dois estágios tem-

TABELA I
Microinversores Comerciais

Fabricante	Modelo	Operação como MPPT	Potência Nominal
SMA	Sunny Boy 240	23-39 V	230 W
ABB	MICRO 0.25	25-60 V	250 W
	MICRO 0.3	30-60 V	300 W
	MICRO 0.3 HV	30-75 V	300 W
Enphase	M215	27-39 V	215 W
	M250-60	27-39 V	250 W
	M250-72	27-48 V	250 W
	S230	27-39 V	230 W
	S270	27-48 V	270 W
Siemens	SMII215R60	27-39 V	225 W
	SMII250R60	27-39 V	250 W
INVOLAR	MAC250	24-40 V	250 W
ReneSola	Replus-250	22-45 V	225 W
iEnergy	GT260	30-50 V	240 W
Solar Panels Plus	MI-250-240A	22-55 V	220 W
Remon Solar	RM-WVC-260HF	22-50 V	260 W
	RM-WVC-295HF	22-50 V	260 W
Darfon	Micro Inverter	30-50 V	240 W

se mostrado a melhor alternativa [9]. Nessa configuração, normalmente emprega-se um conversor cc-cc com ganho elevado para adaptar a tensão do módulo FV ao patamar do barramento cc (380~400) requerido pelo conversor cc-ca para a conexão com a rede elétrica (208~240 V). Esse conversor cc-cc elevador pode ser isolado ou não isolado, entretanto, os não isolados comumente apresentam menores perdas e custo [4]; juntamente com o fato de o isolamento galvânico não ser exigido por norma [4], [8].

Na última década, vários conversores cc-cc não isolados de alto ganho [8], [10]-[32], capazes de fornecer o ganho (10~20) necessário para processar a energia de módulos de silício cristalino, foram propostos na literatura e não teriam problemas em fazer o mesmo para aplicações com módulos de filme fino, uma vez que um menor ganho estático (4~10) é necessário. Em geral, esses conversores são baseados no conversor Boost e empregam técnicas elevadoras de tensão [10]. Uma das suas principais vantagens (e responsável por alcançar altos níveis de rendimento) é o baixo esforço de tensão sobre os interruptores, o que facilita o uso de MOSFETs com baixa resistência de condução. Todavia, no caso de uso de módulos de filme fino, tais conversores teriam que lidar com tensões de entrada maiores (Figura 1) e, por esse motivo, não poderiam continuar empregando MOSFETs de baixa tensão (≤ 100 V), o que resultaria no aumento das perdas de condução e de comutação. Para solucionar essa questão, este artigo propõe um novo conversor cc-cc de alto ganho e alto rendimento baseado no conversor Buck síncrono empregando as técnicas de indutores acoplados e multiplicadores de tensão. Embora o conversor proposto seja baseado no conversor abaixador clássico, o uso dessas duas técnicas de alto ganho o transforma em um conversor elevador; similarmente ao que acontece com a adição de um transformador de isolamento na concepção do conversor Forward.

O conversor proposto apresenta diversas vantagens que serão discutidas neste artigo, tais como: 1) menor esforço de tensão sobre os interruptores ativos; 2) todos os dispositivos apresentam tensão grampeada e seus esforços de tensão são relativamente menores que a tensão de saída; 3) os

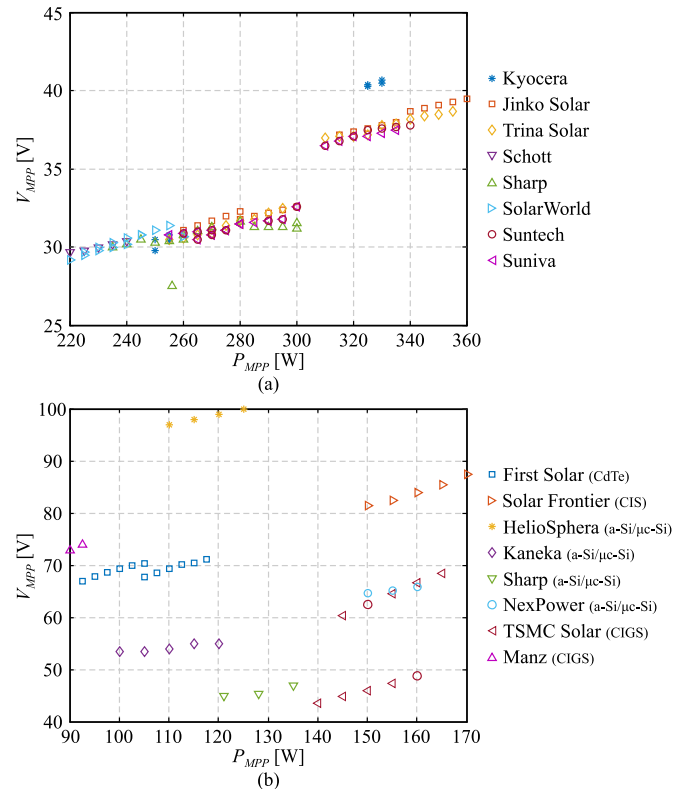


Fig. 1. Potência e tensão no MPP de módulos de (a) silício cristalino (com 60 e 72 células) e (b) filme fino nas condições padrão de teste extraídos das folhas de dados dos fabricantes.

interruptores e os diodos apresentam características de comutação suave, o que é útil para aliviar as perdas de comutação e os ruídos de interferência eletromagnética; 4) o indutor acoplado requer reduzida utilização magnética, o que leva a um dispositivo magnético compacto; 5) a energia de dispersão do indutor acoplado é reciclada, aumentando a eficiência e evitando sobretensões nos interruptores; 6) os interruptores ativos podem isolar eficientemente o módulo fotovoltaico durante condições não operacionais, o que aumenta a segurança.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

O modelo comutado do conversor proposto é ilustrado na Figura 2. O indutor acoplado é representado por um transformador ideal com um indutor magnetizante L_m e um indutor de dispersão L_k , ambos referenciados ao primário; V_i representa a tensão equivalente do módulo FV de filme fino; S_1 e S_2 são os interruptores ativos; D_1 e D_2 são os diodos das células multiplicadoras de tensão; D_o é o diodo de saída; C_b é o capacitor Buck que ressona com o indutor de dispersão; C_1 e C_2 são os capacitores das células multiplicadoras de tensão; C_o é o capacitor de saída; e R_o é a carga resistiva. Além disso, algumas premissas são consideradas para a análise operacional: 1) S_1 e S_2 são MOSFETs ideais com diodos de corpo e capacitores equivalentes parasita de junção C_{j1} e C_{j2} ; 2) os demais dispositivos são ideais; 3) os capacitores C_1 , C_2 e C_o são grandes o suficiente para que suas tensões possam ser consideradas constantes; 4) a relação de transformação n do indutor acoplado é definida por $n = N_2/N_1$, onde N_1 e N_2

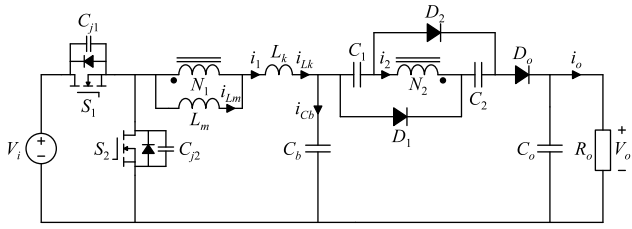


Fig. 2. Conversor proposto.

são respectivamente os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário.

A. Princípio de Operação

As etapas de operação são descritas abaixo e mostradas na Figura 3, enquanto as principais formas de onda são ilustradas na Figura 4.

- Etapa 1 ($t_0 < t < t_1$): em $t = t_0$, os interruptores encontram-se bloqueados. Assim sendo, a corrente magnetizante i_{Lm} começa a descarregar o capacitor C_{j1} e a carregar o capacitor C_{j2} , conforme mostrado na Figura 3 (a). Esta etapa termina quando o diodo de corpo do interruptor S_1 é diretamente polarizado.
- Etapa 2 ($t_1 < t < t_2$): com a condução do diodo de corpo de S_1 , a corrente i_1 do enrolamento primário do indutor acoplado flui através deste diodo, proporcionando ao

interruptor S_1 uma condição para comutação sob tensão nula (*Zero Voltage Switching - ZVS*). Uma vez que a tensão no indutor magnetizante L_m é agora $V_i - V_b$, a corrente i_{Lm} cresce linearmente e o diodo D_o é diretamente polarizado. Ademais, os capacitores C_b , C_1 e C_2 e o enrolamento secundário do indutor acoplado fornecem energia ao capacitor C_o e à carga R_o de maneira ressonante. Esta etapa é mostrada na Figura 3 (b) e termina quando S_1 é comandado a conduzir.

- Etapa 3 ($t_2 < t < t_3$): em $t = t_2$, o interruptor S_1 entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante i_{Lm} ainda cresce linearmente e o diodo D_o permanece em condução, conforme ilustra a Figura 3 (c). Além do mais, o capacitor de saída C_o e a carga R_o continuam sendo carregados pelos capacitores C_b , C_1 e C_2 e pelo enrolamento secundário do indutor acoplado. Esta etapa termina quando a corrente i_2 do enrolamento secundário do indutor acoplado ressona novamente a zero.
- Etapa 4 ($t_3 < t < t_4$): quando a corrente i_2 ressona de volta a zero, o diodo D_o é bloqueado sob corrente nula (*Zero Current Switching - ZCS*), enquanto a carga R_o é sustentada pelo capacitor C_o , conforme ilustrado na Figura 3 (d). Esta etapa termina quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear.

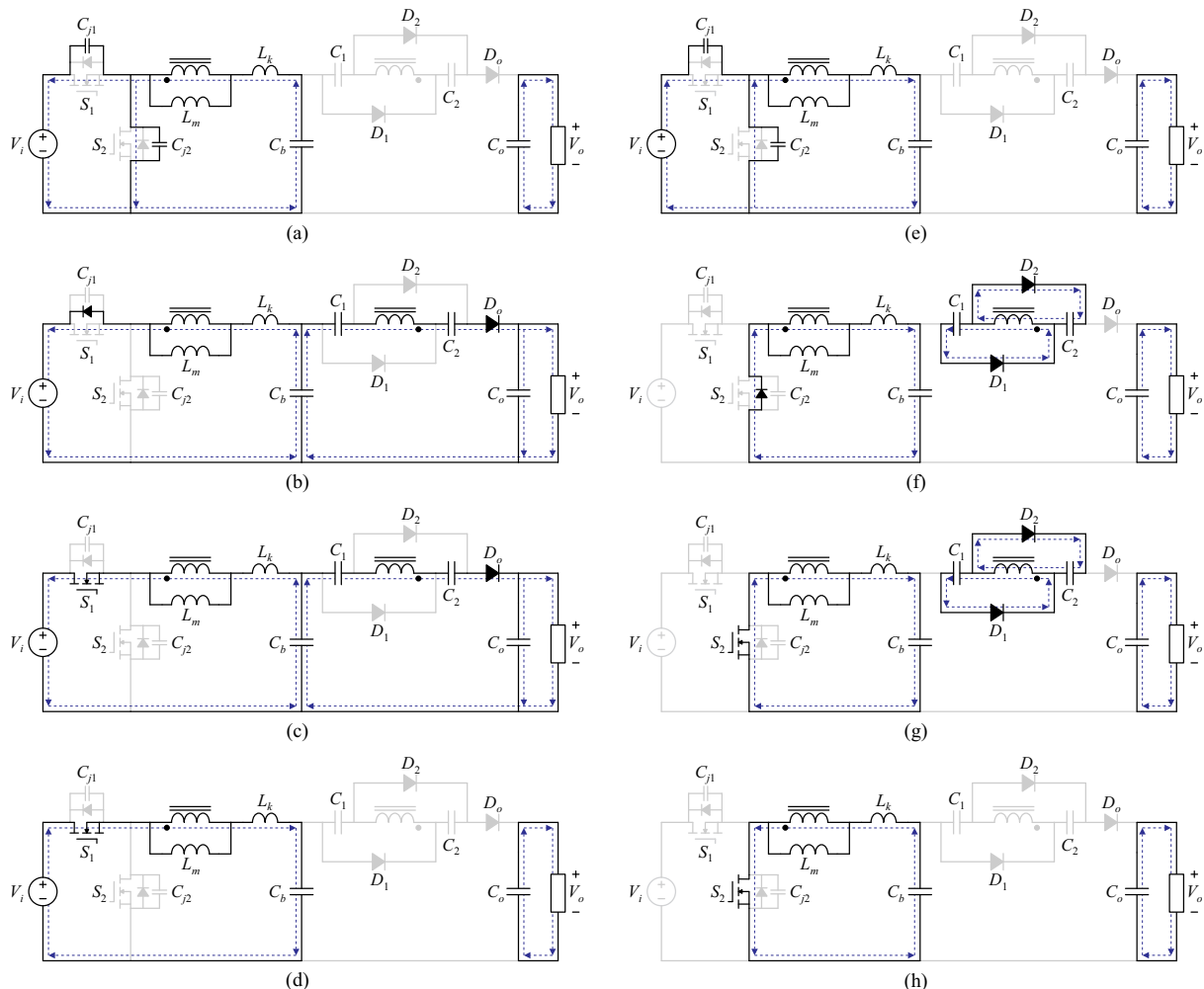


Fig. 3. Etapas de operação do conversor proposto: (a) Etapa 1, (b) Etapa 2, (c) Etapa 3, (d) Etapa 4, (e) Etapa 5, (f) Etapa 6, (g) Etapa 7, e (h) Etapa 8.

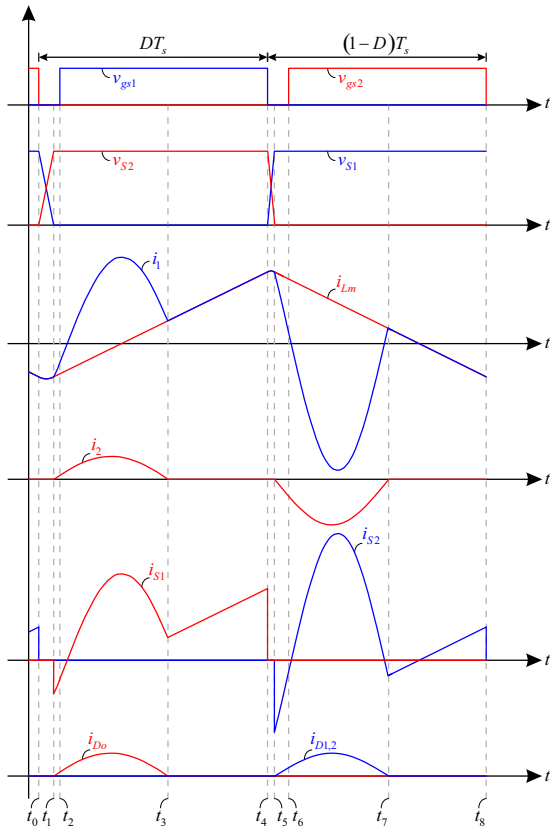


Fig. 4. Principais formas de onda em regime permanente.

- Etapa 5 ($t_4 < t < t_5$): em $t = t_4$ o interruptor S_1 é bloqueado. Assim, a corrente magnetizante i_{Lm} começa a descarregar o capacitor C_{j2} e a carregar o capacitor C_{j1} , como mostrado na Figura 3 (e). Esta etapa chega ao fim quando o diodo de corpo do interruptor S_2 é diretamente polarizado.
- Etapa 6 ($t_5 < t < t_6$): com a condução do diodo de corpo de S_2 , a corrente i_1 do enrolamento primário do indutor acoplado flui através deste diodo, proporcionando ao interruptor S_2 uma condição ZVS. Visto que a tensão sobre o indutor magnetizante L_m é agora $-V_b$, a corrente i_{Lm} decresce linearmente e os diodos D_1 e D_2 são diretamente polarizados. Além disso, os capacitores C_1 e C_2 são carregados pelo enrolamento secundário do indutor acoplado de maneira ressonante, enquanto o capacitor de saída C_o mantém a carga R_o . Esta etapa é apresentada na Figura 3 (f) e termina quando S_2 é comando a conduzir.
- Etapa 7 ($t_6 < t < t_7$): em $t = t_6$, o interruptor S_2 entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante i_{Lm} ainda decresce linearmente e os diodos D_1 e D_2 permanecem em condução, como ilustrado na Figura 3 (g). Ademais, a carga R_o continua sendo mantida pelo capacitor de saída C_o , enquanto o enrolamento secundário do indutor acoplado continua a carregar os capacitores C_1 e C_2 . Esta etapa termina quando a corrente i_2 do enrolamento secundário do indutor acoplado ressona de volta a zero.
- Etapa 8 ($t_7 < t < t_8$): quando a corrente i_2 ressona de volta a zero, os diodos D_1 e D_2 bloqueiam sob ZCS. O capacitor C_b continua a carregar linearmente o indutor

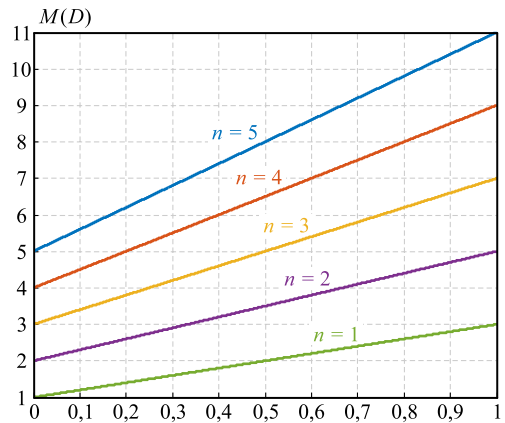


Fig. 5. Ganho estático do conversor proposto em função da razão cíclica e sob diferentes valores de relação de transformação.

magnetizante L_m , enquanto a carga R_o é mantida pelo capacitor C_o . Esta etapa é ilustrada na Figura 3 (h) e chega ao fim quando S_2 é comandado a bloqueado.

B. Equações em Regime Permanente

Considerando que os intervalos de tempo para carregar e descarregar os capacitores C_{j1} e C_{j2} são insignificantes, as Etapas 1 e 4 podem ser desconsideradas, por conseguinte:

$$DT_s \approx t_4 - t_1 \quad (1)$$

$$(1-D)T_s \approx t_8 - t_5. \quad (2)$$

Aplicando o balanço volt-segundo nos enrolamentos do indutor acoplado, as seguintes equações são obtidas:

$$\langle v_{Lm} + v_{Lk} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_i - V_{Cb}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{Cb}) dt \right] = 0 \quad (3)$$

$$\langle nv_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_o - V_{Cb} - V_{C1} - V_{C2}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{C1}) dt \right] = 0. \quad (4)$$

Ademais, mediante as Etapas 6 e 7, é sabido que:

$$V_{C1} = V_{C2} \approx nV_{Cb}. \quad (5)$$

Portanto, a partir de (3)–(5), pode-se obter os valores médios das tensões sobre os capacitores C_b , C_1 e C_2 e o ganho estático de tensão M do conversor proposto:

$$V_{Cb} = DV_i \quad (6)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = nDV_i \quad (7)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = D + nD + n. \quad (8)$$

A Figura 5 apresenta as curvas de ganho estático do conversor proposto em função da razão cíclica e sob diferentes valores de relação de transformação. Nota-se que, devido ao conversor proposto ser baseado no conversor Buck, o seu ganho estático possui característica linear.

III. COMPARAÇÃO COM CONVERSORES BASEADOS NO BOOST

Algumas características do conversor proposto em comparação com os conversores baseados no Boost [8], [10]-[32], previamente discutidos na introdução, são analisadas nesta seção. Para análise a seguir, os subscritos Bk e Bt representam os conversores baseados no Buck e no Boost.

A. Utilização Magnética

Em conversores cc-cc de alto ganho que utilizam indutor acoplado e multiplicadores de tensão, o componente magnético é um fator dominante de volume do MIC [8]. O tamanho desse componente é proporcional à energia armazenada em seu núcleo magnético [8], ou seja:

$$A_e W_a \propto \frac{1}{2} L_m I_{Lm} (I_{Lm} + \Delta I_{Lm}) \quad (9)$$

em que I_{Lm} é o valor médio da corrente magnetizante e ΔI_{Lm} é a ondulação da corrente magnetizante.

O valor médio da corrente magnetizante em diferentes conversores baseados no Boost com indutor acoplado e multiplicadores de tensão pode ser genericamente descrito por [10]:

$$I_{Lm.Bt} = [M_{Bt} - (a-b)n_{Bt}] I_o \quad (10)$$

onde $\{a, b \in \mathbb{N}^* \mid |a-b| \leq 1\}$ e

$$M_{Bt} = \frac{1 + an_{Bt} - (a-b)n_{Bt}D_{Bt}}{1 - D_{Bt}} \quad (11)$$

Por outro lado, o valor médio da corrente magnetizante do conversor proposto é dado por:

$$I_{Lm.Bk} = (1 + n_{Bk}) I_o \quad (12)$$

Além do mais, as ondulações das correntes magnetizantes dos conversores baseados no Boost e do conversor proposto são respectivamente:

$$\Delta I_{Lm.Bt} = \frac{D_{Bt} V_i}{2L_{m.Bt} f_s} \quad (13)$$

$$\Delta I_{Lm.Bk} = \frac{D_{Bk} (1 - D_{Bk}) V_i}{2L_{m.Bk} f_s} \quad (14)$$

Para comparar estes dois tipos de conversores, (10)–(12) e (13), (14) podem ser graficamente analisadas. A Figura 6 (a) mostra o valor médio normalizado da corrente magnetizante

$$\overline{I_{Lm}} = \frac{I_{Lm}}{I_o} \quad (15)$$

em função do ganho estático M para o conversor proposto e para os conversores baseados no Boost com diferentes

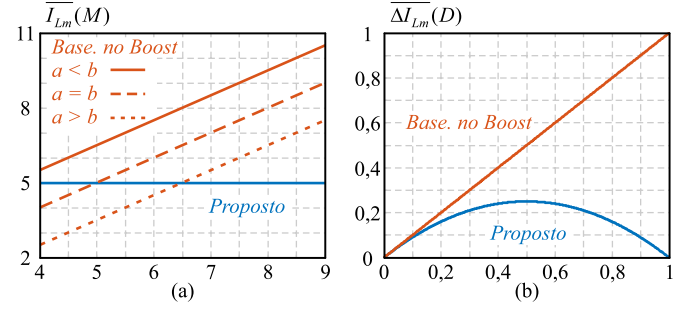


Fig. 6. (a) Corrente magnetizante normalizada em função do ganho estático, e (b) ondulação magnetizante normalizada em função da razão cíclica.

índices a e b ; considerando que as relações de transformação dos indutores acoplados são ajustadas de modo que todos os conversores forneçam o mesmo ganho estático ($M = 6,5$) a 50% de razão cíclica. Por meio da Figura 6 (a) é possível observar que, se os conversores operarem dentro da faixa de ganho estático para aplicações fotovoltaicas com módulos de filme fino, os conversores baseados no conversor Boost apresentarão um valor médio de corrente magnetizante máxima mais alta que para o conversor proposto. Apesar de ter sido assumido 50% de razão cíclica para o valor médio do intervalo de ganho estático, uma hipótese diferente não mudaria o fato de o indutor acoplado do conversor proposto apresentar menor valor médio para a corrente magnetizante. Note que, de acordo com (10), para $D > 0,5$ e $M = 6,5$, a relação de transformação deve diminuir, ou seja, a corrente média I_{LM} somente reduzirá se $a < b$. Todavia, no melhor caso ($n = 0$) será igual ao resultado de $a = b$, que é independente de n . Em contrapartida, para $D < 0,5$ e $M = 6,5$, a relação de transformação deve aumentar, ou seja, a corrente média I_{LM} somente reduzirá se $a > b$. No entanto, para uma operação adequada em toda a faixa de ganho estático, a relação de transformação deve ser inferior a $(M^{min} - 1)/a$ (conforme (10) para $D = 0$), exatamente o valor n utilizado na Figura 6 (a) para o melhor caso ($a = 2$) de $a > b$.

Além disso, a Figura 6 (b) ilustra a ondulação normalizada da corrente magnetizante

$$\overline{\Delta I_{Lm}} = \frac{2L_m f_s \Delta I_{Lm}}{V_i} \quad (16)$$

em função da razão cíclica D para ambos os tipos de conversores, demonstrando que a ondulação será sempre maior nos conversores baseados no Boost do que no conversor proposto para um mesmo valor de razão cíclica. Mesmo que sejam considerados diferentes valores de razão cíclica, pode-se notar que os conversores baseados na topologia Boost terão uma ondulação menor apenas para $D < 0,25$, um intervalo de variação de razão cíclica insuficiente para lidar com uma razoável faixa operacional de ganho estático, como na aplicação proposta.

Portanto, por intermédio de (9) e da discussão acima, fica claro que, para aplicações com módulo FV de filme fino, o conversor proposto é capaz de reduzir o tamanho do indutor acoplado em comparação com os conversores baseados na topologia Boost [8], [10]-[32].

B. Esforços de Tensão

O pico de tensão reversa nos dispositivos semicondutores de potência nos conversores baseados na topologia Boost [10] e no conversor proposto são mostrados na Tabela II. Devido à dependência da razão cíclica e da relação de transformação nos esforços de tensão, a análise comparativa deve levar em consideração o fato de os conversores baseados no Boost poderem fornecer um maior ganho estático para os mesmos valores de relação de transformação e diferente faixa de operação de razão cíclica do que o conversor proposto, conforme (8) e (11).

Para uma comparação mais justa, na Figura 7 são mostrados os esforços de tensão normalizados

$$\overline{V_{S,D}} = \frac{\hat{V}_{S,D}}{V_o} \quad (17)$$

em função do ganho estático para o conversor proposto e três diferentes conversores baseados na topologia Boost; novamente, considerando que a relação de transformação é ajustada para que todos forneçam o mesmo ganho estático ($M = 6,5$) a 50% de razão cíclica.

Por meio da Figura 7 (a), pode-se notar que o conversor proposto proporciona menor estresse de tensão sobre os interruptores ativos do que os baseados na topologia Boost. De fato, como pode ser visto na Tabela II, esse resultado sempre será verdadeiro, visto que $(1 - D) \leq 1$. Conforme mencionado anteriormente, tal vantagem coloca o conversor proposto como um candidato interessante para aplicações com módulos fotovoltaicos de filme fino, pois permite o uso de MOSFETs de baixa tensão (≤ 100 V), os quais atualmente possuem maior desempenho de rendimento.

Em contraste, por meio da Figura 7 (b), pode-se observar que o conversor proposto apresenta maior pico de tensão reversa, para o intervalo de ganho estático considerado, do que os conversores baseados na topologia Boost. Isso é resultado da menor capacidade de ganho estático do conversor proposto, que necessita de um maior valor de relação de transformação para alcançar o mesmo ganho estático. Embora essa característica consista em uma desvantagem, para a aplicação proposta, os dois tipos de conversores precisarão de diodos com tensão de ruptura superior a 200 V (uma classe de tensão dominada por dispositivos de 300 e 400 V que atualmente apresentam quedas de tensão muito semelhantes).

IV. CONDIÇÕES PARA COMUTAÇÃO SUAVE E CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

A. Condições para Comutação Suave

A fim de alcançar ZVS na entrada em condução dos interruptores e ZCS no bloqueio dos diodos, algumas condições devem ser satisfeitas:

1) *ZVS na entrada em condução de S_1* : A energia armazenada no indutor magnetizante deve ser grande o suficiente para realizar, respectivamente, a carga e a descarga dos capacitores C_{j2} e C_{j1} :

TABELA II
Esforços de Tensão

Conversor Proposto	Conversores baseados no Boost
$\hat{V}_{S,Bk} = V_i$	$\hat{V}_{S,Bt} = \frac{1}{1-D} V_i$
$\hat{V}_{D,Bk} = n_{Bk} V_i$	$\hat{V}_{D,Bt} = \frac{n_{Bt}}{1-D} V_i$

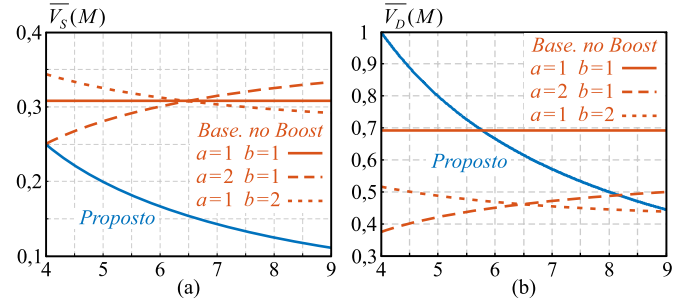


Fig. 7. (a) Esforço de tensão normalizado nos interruptores, e (b) esforço de tensão normalizado nos diodos. ambos em função do ganho estático.

$$\frac{1}{2} L_m i_{Lm}(t_0)^2 \geq \frac{1}{2} C_{j1,2} V_i^2. \quad (18)$$

O tempo morto requerido é:

$$\Delta t_{S2-S1} = t_2 - t_0 \geq \frac{2C_{j1} V_i}{i_{Lm}(t_0)} = \frac{2C_{j1} V_i}{I_{Lm} - \Delta I_{Lm}}. \quad (19)$$

2) *ZVS na entrada em condução de S_2* : A energia armazenada no indutor magnetizante deve ser grande o suficiente para realizar, respectivamente, a carga e a descarga dos capacitores C_{j1} e C_{j2} :

$$\frac{1}{2} L_m i_{Lm}(t_4)^2 \geq \frac{1}{2} C_{j1,2} V_i^2. \quad (20)$$

Além disso, a corrente magnetizante instantânea em t_4 deve ser negativa para propiciar carga e descarga adequadas dos capacitores, logo:

$$I_{Lm} < \Delta I_{Lm}. \quad (21)$$

Substituindo (12) e (14) em (21), encontra-se:

$$L_m < \frac{D(1-D)V_i}{2(n+1)f_s I_o}. \quad (22)$$

O tempo morto requerido é:

$$\Delta t_{S1-S2} = t_6 - t_4 \geq \frac{2C_{j2} V_i}{i_{Lm}(t_4)} = \frac{2C_{j2} V_i}{I_{Lm} + \Delta I_{Lm}}. \quad (23)$$

3) *ZCS no bloqueio de D_1 e D_2* : A corrente i_2 deve ressonar a zero antes de S_2 entrar em condução, assim:

$$C_b \leq \frac{1}{L_k} \left[\frac{(1-D)T_s}{\pi} \right]^2. \quad (24)$$

4) ZCS no bloqueio de D_o : A corrente i_2 deve ressonar a zero antes de S_1 entrar em condução, portanto:

$$C_b \leq \frac{1}{L_k} \left[\frac{(n-1) DT_s}{n \pi} \right]^2. \quad (25)$$

B. Considerações de Projeto

As principais considerações de projeto relativas ao conversor proposto baseado no conversor Buck síncrono podem ser resumidas da seguinte forma:

- Relação de transformação n : O valor da relação de transformação do indutor acoplado é selecionado de modo que o intervalo de ganho estático (8) possa ser satisfeito, basicamente $n \leq M \leq (2n+1)$ para $0 \leq D \leq 1$.
- Indutância magnetizante L_m : A escolha desse valor de indutância está diretamente relacionada com as condições ZVS dos interruptores, conforme (18)–(23). Ademais, tal indutância também define a ondulação da corrente magnetizante (14), a qual não deve ser muito grande a fim de evitar perdas elevadas no núcleo.
- Indutância de dispersão L_k : O indutor acoplado deve ser construído de maneira que a indutância de dispersão seja pequena, visto que resulta em perda de razão cíclica, afetando o ganho estático ideal obtido em (8). Por outro lado, é importante que o seu valor não seja excessivamente pequeno a ponto de resultar em uma grande capacitância C_b para atender as condições de comutação suave nos diodos.
- Capacitância C_b : Este parâmetro é escolhido para satisfazer as condições ZCS dos diodos, descritas por (24) e (25). Entretanto, deve-se ter cuidado para evitar que as frequências de ressonância se tornem muito altas em comparação com a frequência de comutação, pois resultará em elevados valores eficazes de corrente por todo o conversor. Ocasionalmente, pode ser interessante perder a característica de comutação suave para alguns pontos de operação (valores extremos de razão cíclica).
- Capacitâncias C_1 , C_2 e C_o : Essas capacitâncias devem ser selecionadas de modo que as tensões nos capacitores possam ser consideradas constantes (ondulação insignificante). Se essa condição não for cumprida, eles também irão influenciar na operação ressonante do conversor proposto.
- Filtro LC de entrada L_f e C_f : No conversor proposto, a corrente de entrada é a própria corrente no interruptor S_1 , ou seja, uma forma de onda descontínua, conforme ilustrado na Figura 4. Dessa forma, em aplicações FV, é imprescindível a inserção de um filtro LC de entrada, a fim de garantir uma baixa ondulação (em torno de 1%) na corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de verificar a análise realizada para o conversor proposto, o protótipo da Figura 8 foi construído e testado. As especificações de projeto foram escolhidas para atender os valores de potência e tensão de operação da



Fig. 8. Fotografia do protótipo (71 mm / 94 mm / 20 mm).

TABELA III
Especificações do Protótipo

Tensão de entrada (V_i)	55 - 85 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Potência máxima de saída (P_o)	150 W
Frequência de comutação (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	3,8

TABELA IV
Componentes do Estágio de Potência

S_1, S_2	IPB039N10N3
D_1, D_2, D_o	ES3G
Núcleo	RM10 - N87
Primário	8T 150xAWG38
Secundário	28T 80xAWG41
L_m / L_k	20 μ H / 150 nH
L_f	SRU1048-100Y
C_f	4(//) x 22 μ H / 100 V cerâmico
C_b	3(//) x 1 μ H / 100 V cerâmico
C_1, C_2	2(-) x 22 μ H / 100 V cerâmico
C_o	5 μ F / 500 V filme

maioria dos módulos fotovoltaicos de filme fino mostrados na Figura 1, conforme resumido na Tabela III. Por meio dessas especificações e das considerações de projeto descritas na seção IV foi possível determinar os componentes do estágio de potência listados na Tabela IV. Os resultados experimentais foram obtidos por meio de uma fonte Tectrol TCA 120-20 e uma carga eletrônica desenvolvida em laboratório.

A Figura 9 apresenta as tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 , a tensão no capacitor C_b e a corrente i_1 no enrolamento primário, com tensão de entrada de 65 V e em (a) plena, (b) meia e (c) baixa carga, ilustrando a operação ressonante do conversor proposto. A Figura 10 mostra a tensão de entrada v_i , a tensão de saída v_o , a tensão sobre o interruptor S_2 e a corrente i_1 no enrolamento primário para diferentes valores de tensão de entrada, a fim de demonstrar a operação do conversor proposto para toda a faixa de tensão de entrada considerada em projeto.

As características de comutação suave do conversor são apresentadas experimentalmente na Figura 11. A Figura 11 (a) e a Figura 11 (b) apresentam, respectivamente, as tensões de portão-fonte v_{gs1} e v_{gs2} , as tensões de dreno-fonte nos interruptores ativos S_1 e S_2 , bem como a corrente i_1 no enrolamento primário. Nessas figuras pode-se notar que os interruptores entram em condução apenas depois que suas

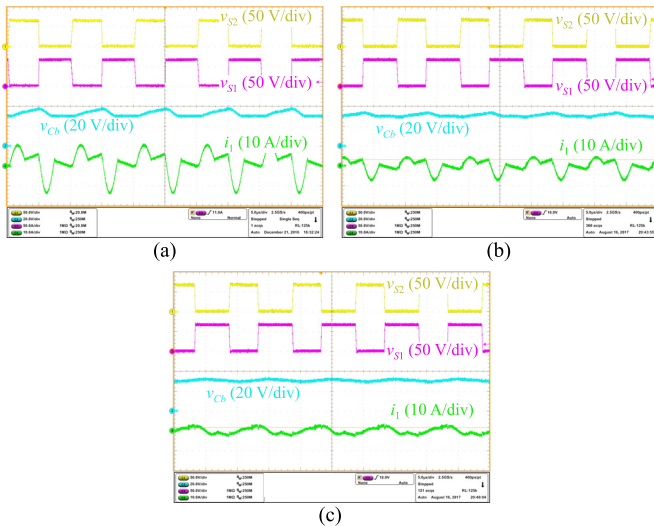


Fig. 9. Formas de onda experimentais do modo de operação ressonante com tensão de entrada de 65 V em (a) plena (100%), (b) meia (50%) e (c) baixa (10%) carga.

tensões de dreno-fonte caem a zero, provando a comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução dos interruptores. Além do mais, a Figura 11 (c) mostra a corrente i_2 no enrolamento secundário e as tensões nos diodos D_2 (o mesmo que D_1) e D_o . Mediante tais formas de onda é possível observar a comutação suave do tipo ZCS no bloqueio dos diodos, uma vez que suas correntes podem ser derivadas de i_2 (Figura 4). Vale ressaltar que as medições das correntes nos enrolamentos do indutor acoplado foram feitas por um transdutor de corrente de Rogowski, não apresentando, portanto, valor médio.

O rendimento do protótipo foi medido pelo analisador de potência WT1800. A Figura 12 (a) mostra as curvas de rendimento do protótipo para toda faixa de tensão de entrada e sob diferentes níveis de potência de saída. Além disso, o rendimento ponderado estabelecido pela Comissão de Energia da Califórnia (CEC)

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + \dots + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (26)$$

bastante utilizado em folhas de dados de microinversores comerciais, foi calculado para cada valor de tensão de entrada da Figura 12 (a), como pode ser visto na curva da Figura 11 (b). Verifica-se que o conversor proposto é capaz de fornecer altos níveis de rendimento, uma vez que o pico de rendimento medido foi de 98,0%, enquanto os rendimentos ponderados CEC foram superiores a 96,7%. Ademais, por meio da Figura 12, pode-se notar que os piores resultados de rendimento foram obtidos para valores intermediários de tensão de entrada. Isso se deve ao fato de a ondulação ser maior para os valores centrais de razão cíclica (Figura 6 (b)) e, assim, as perdas do núcleo também são maiores nesses pontos de operação; esse resultado é mais notável em baixa potência, onde as perdas do núcleo são dominantes. Em relação aos resultados de rendimento para a tensão de entrada de 85 V, os valores mais baixos ocorrem

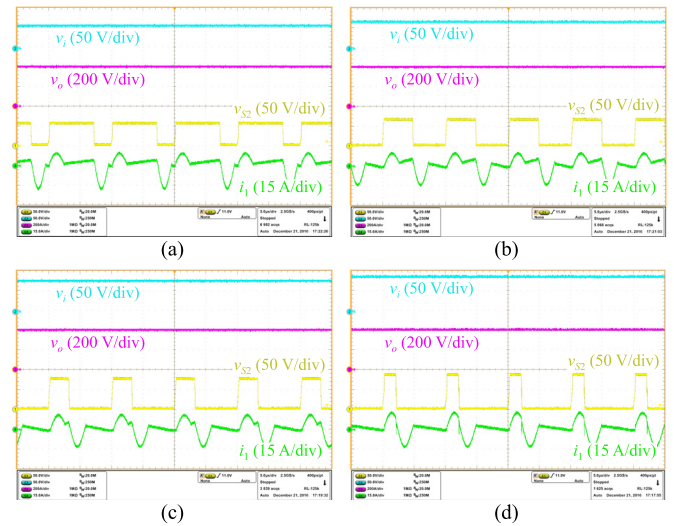


Fig. 10. Formas de onda experimentais em plena carga para toda faixa de tensão de entrada: (a) 55 V, (b) 65 V, (c) 75 V e (d) 85 V.

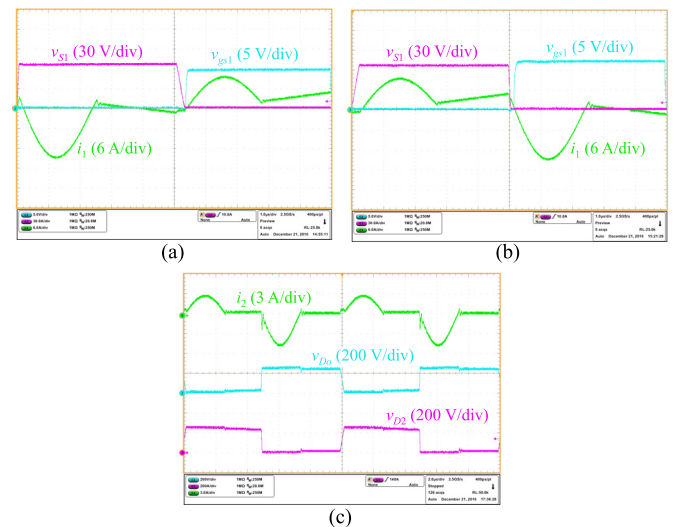


Fig. 11. Formas de onda experimentais que indicam (a) ZVS na ativação de S_1 , (b) ZVS na ativação de S_2 , e (c) ZCS no bloqueio de D_1 , D_2 , e D_o .

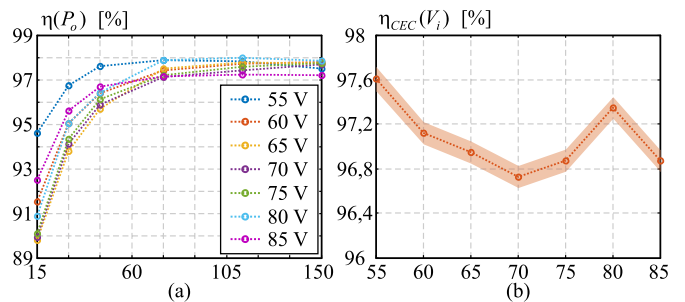


Fig. 12. (a) Curvas de eficiência experimental em função da potência da saída com diferentes valores de tensão de entrada, e (b) curva de eficiência CEC ponderada (37) com envelope de erro em função da tensão de entrada.

porque algumas condições de comutação suave não foram atendidas, associado ao fato de que maiores valores eficazes de corrente são obtidos nesses pontos de operação. A fim de comprovar a precisão dos resultados de rendimento apresentados, uma análise de erro foi realizada, de modo que o envelope de incerteza obtido é ilustrado na Figura 12 (b).

VI. CONCLUSÕES

Este artigo propôs um novo conversor cc-cc não isolado de alto ganho baseado no conversor Buck síncrono com indutor acoplado e multiplicadores de tensão. O conversor opera de maneira ressonante, o que permite comutações suave do tipo ZVS na entrada em condução dos interruptores e do tipo ZCS no bloqueio dos diodos. Em comparação com os conversores de alto ganho baseados na topologia Boost, o conversor proposto apresenta menores esforços de tensão sobre os interruptores ativos, possibilitando o uso de MOSFETs de baixa tensão (< 100 V), os quais apresentam maior desempenho de rendimento. Além disso, o conversor proposto também apresenta uma menor utilização magnética, levando a um menor tamanho de indutor acoplado.

Para verificar a operação do conversor proposto, um protótipo de 150 W destinado a aplicações envolvendo módulos FV de filme fino, com tensão de entrada de 55-85 V e tensão de saída de 400 V, foi construído e testado. Os resultados experimentais validaram a análise em regime permanente e demonstraram o seu alto desempenho. O rendimento máximo medido foi de 98,0% e o rendimento ponderado CEC médio foi de 97,1%. Embora esse conversor tenha sido sugerido para atender a demanda de conversores integrados a módulos FV de filme fino, devido às suas características relevantes, o conversor proposto pode ser valioso para outras aplicações que necessitam de ganhos elevados de tensão.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CNPq, CAPES e FINEP pelo apoio financeiro e bolsas de estudo.

REFERÊNCIAS

- [1] Fraunhofer ISE, “Photovoltaics report”, 2018. [Online]. Disponível: www.ise.fraunhofer.de.
- [2] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. Garcia, J. A. Cobos, “Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 6, pp. 2649-2663, Junho 2013.
- [3] SUPSI - SEAC, “Building integrated photovoltaics report”, 2015. [Online]. Disponível: www.bipv.ch.
- [4] W. Li, X. He, “Review of nonisolated high step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 4, pp. 1239-1250, Abril 2011.
- [5] M. Kasper, D. Bortis, J. W. Kolar, “Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated dc-dc converter concepts”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 5, pp. 2511-2526, Maio 2014.
- [6] H. Zhou, J. Zhao, Y. Han, “PV balancers: concept, architectures, and realization”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 7, pp. 3479-3487, Julho 2015.
- [7] S. Harb, M. Kedia, H. Zhang, R. S. Balog, “Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system – a comprehensive study”, in *Proc. of IEEE PVSC*, pp. 2885-2890, 2013.
- [8] B. Gu, J. Dominic, B. Chen, L. Zhang, J.-S. Lai, “Hybrid transformer ZVS/ZCS dc-dc converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for PV module applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 4, pp. 2127-2136, Abril 2015.
- [9] A. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen, “A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 6, pp. 2711-2726, Junho 2013.
- [10] L. Schmitz, D. C. Martins, R. F. Coelho, “Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell”, *IEEE Transactions on Circuits Systems I, Regular Papers*, vol. 64, nº 2, pp. 480-493, Fev. 2017.
- [11] Q. Zhao, F. Tao, Y. Hu, F. C. Lee, “Active-clamp dc/dc converters using magnetic switches”, in *Proc. of IEEE APEC*, pp. 946-952, 2001.
- [12] Q. Zhao, F. C. Lee, “High-efficiency, high step-up dc-dc converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, nº 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [13] K. C. Tseng, T. J. Liang, “Novel high-efficiency step-up converter”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, nº 2, pp. 182-190, Março 2004.
- [14] J.-W. Baek, M.-H. Ryoo, T.-J. Kim, D.-W. Yoo, J.-S. Kim, “High boost converter using voltage multiplier”, in *Proc. of IEEE IECON*, pp. 567-572. 2005.
- [15] R.-J. Wai, R.-Y. Duan, “High step-up converter with coupled-inductor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, nº 5, pp. 1025-1035, Set. 2005.
- [16] D. M. Van, de Sype, K. De Gussemme, B. Renders, A. P. Van den Bossche, J. A. Melkebeek, “A single switch boost converter with a high conversion ratio”, in *Proc. of IEEE APEC*, pp. 1581-1587, 2005.
- [17] Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. N. He, S. Lambert, V. Pickert, “High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor”, in *Proc. of IET PEMD*, pp. 1-6, 2010.
- [18] S.-M. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, J.-F. Chen, “A cascaded high step-up dc-dc converter with single switch for microsource applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 4, pp. 1146-1153, Abril 2011.
- [19] M.-S. Lin, L.-S. Yang, T.-J. Liang, “Study and implementation of a single switch cascading high step-up dc-dc converter”, in *Proc. of IEEE ECCE*, pp. 2565-2572, 2011.
- [20] Y.-P. Hsieh, J.-F. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, “A novel high step-up dc-dc converter for a microgrid system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 4, pp. 1127-1136, Abril 2011.
- [21] Y.-P. Hsieh, J.-F. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, “Novel high step-up dc-dc converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques for a sustainable energy system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 12, pp. 3481-3490, Dez. 2011.

- [22] Y. Berkovich, B. Axelrod, "High step-up dc-dc converter based on the switched-coupled-inductor boost converter and diode-capacitor multiplier", in *Proc. of IET PEMD*, pp. 1-5, 2012.
- [23] T.-J. Liang, S.-M. Chen, L.-S. Yang, J.-F. Chen, A. Ioinovici, "Ultra-large gain step-up switched-capacitor dc-dc converter with coupled inductor for alternative sources of energy", *IEEE Transactions on Circuits Systems I, Regular Papers*, vol. 59, n° 4, pp. 864-874, Abril 2012.
- [24] H.-W. Seong, H.-S. Kim, K.-B. Park, G.-W. Moon, M.-J. Youn, "High step-up dc-dc converters using zero-voltage switching boost integration technique and light-load frequency modulation control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 3, pp. 1383-1400, Março 2012.
- [25] Y.-P. Hsieh, J.-F. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, "Novel high step-up dc-dc converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 2, pp. 998-1007, Fev. 2012.
- [26] K.-B. Park, G.-W. Moon, M.-J. Youn, "High step-up boost converter integrated with a transformer-assisted auxiliary circuit employing quasi-resonant operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 4, pp. 1974-1984, Abril 2012.
- [27] Y. Deng, Q. Rong, W. Li, Y. Zhao, J. Shi, X. He, "Single-switch high step-up converters with built-in transformer voltage multiplier cell", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 8, pp. 3557-3567, Agosto 2012.
- [28] I. Laird, D. D.-C. Lu, "High step-up dc/dc topology and MPPT algorithm for use with a thermoelectric generator", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 7, pp. 3147-3157, Julho 2013.
- [29] Y.-P. Hsieh, J.-F. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, "Novel high step-up dc-dc converter for distributed generation system", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 4, pp. 1473-1482, Abril 2013.
- [30] B. Gu, J. Dominic, J.-S. Lai, Z. Zhao, C. Liu, "High boost ratio hybrid transformer dc-dc converter for photovoltaic module applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 4, pp. 2084-2057, Abril 2013.
- [31] S. Sathyan, H. M. Suryawanshi, B. Singh, M. S. Ballal, A. B. Shitole, "Soft-switching dc-dc converter for distributed energy sources with high step-up voltage capability", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 11, pp. 7039-7050, Nov. 2015.
- [32] S. Sathyan, H. M. Suryawanshi, B. Singh, C. Chakraborty, V. Verma, M. S. Ballal, "ZVS-ZCS high voltage gain integrated boost converter for dc microgrid", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 11, pp. 6898-6908, Nov. 2016.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lenon Schmitz, nascido em Blumenau, SC, Brasil, em 28 de março de 1990. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 2013 e 2015, respectivamente. Atualmente é estudante de doutorado do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC e professor substituto do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da mesma instituição. Sua área de interesse inclui conversores estáticos e sistemas conectados à rede elétrica.

Thamires Porth Horn, nascida em São Miguel do Oeste, SC, Brasil. Atualmente, é graduanda em Engenharia de Controle e Automação na Universidade Federal de Santa Catarina. Suas áreas de interesse incluem circuitos elétricos, estabilidade de microrredes e técnicas de controle aplicadas a conversores estáticos.

Denizar Cruz Martins, nascido em São Paulo, SP, Brasil, em 24 de abril de 1955. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 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 e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.

Roberto Francisco Coelho, nascido em Florianópolis, SC, Brasil, em 19 de agosto de 1982. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica desta instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis e ao controle e estabilidade de microrredes.