

CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO BASEADO NO CONVERSOR ĆUK COM INDUTOR ACOPLADO E MULTIPLICADORES DE TENSÃO

Lenon Schmitz, Airton I. Pereira, Ronny G. A. Cacau, Denizar C. Martins, Roberto F. Coelho
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis – SC, Brasil
e-mail: lenonsch@inep.ufsc.br, rgacacau@inep.ufsc.br, denizar@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br

Resumo – Este artigo propõe um novo conversor cc-cc não isolado de alto ganho baseado no conversor Ćuk com indutor acoplado e multiplicadores de tensão, acrescido de um filtro LC de entrada. O conversor proposto apresenta reduzidos esforços de tensão nos interruptores e permite o projeto de dispositivos magnéticos de volume reduzido. Além disso, o seu modo de operação ressonante possibilita comutação com tensão nula na ativação dos interruptores e comutação com corrente nula no bloqueio dos diodos, propiciando alto rendimento à topologia. Um protótipo de 200 W, com faixa de tensão de entrada de 25-40 V e tensão de saída de 400 V foi construído e testado experimentalmente. O protótipo do conversor proposto apresentou rendimento máximo de 96,5% e rendimentos ponderados da Comissão de Energia da Califórnia (CEC) superiores a 95% em toda a faixa de tensão de entrada.

Palavras-Chave – Alto Rendimento, Comutação Suave, Conversor cc-cc de Alto Ganho, Conversor Ćuk, Indutor Acoplado, Multiplicador de Tensão.

HIGH STEP-UP DC-DC ĆUK-BASED CONVERTER WITH COUPLED INDUCTOR AND VOLTAGE MULTIPLIER CELLS

Abstract – This paper proposes a novel high step-up non-isolated dc-dc converter based on the Ćuk converter with coupled inductor and voltage multiplier cells, and an input LC filter. The proposed converter has reduced voltage stresses over the switches and can be designed to present low volume magnetic devices. In addition, 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. A 200-W prototype with 25-40-V input and 400-V output voltages was built to verify the developed analysis. The experimental results show a maximum efficiency of 96.5% and weighted California Energy Commission (CEC) efficiencies greater than 95% over the whole input voltage range.

Keywords – Coupled Inductor, Ćuk Converter, High Efficiency, High Step-up dc-dc Converter, Soft Switching, Voltage Multiplier.

Artigo submetido em 08/03/2019. Primeira revisão em 24/04/2019. Aceito para publicação em 09/06/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.3.0020>

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]. Isto posto, muitos conversores cc-cc de alto ganho baseados no conversor Boost foram propostos na literatura nos últimos anos. Basicamente, esses conversores utilizam técnicas de cascadeamento, de multiplicação de tensão e/ou de acoplamento de indutores como forma de elevar o ganho estático do Boost clássico [3], [4]. Dentre tais técnicas, a utilização de indutores acoplados em conjunto com multiplicadores de tensão tem se tornado uma das mais difundidas e que apresentam melhores níveis de rendimento [4]. Todavia, quando aplicadas a conversores Boost [4]-[21], a característica de entrada em corrente do conversor original é perdida, necessitando de capacitores de entrada volumosos em aplicações que requeiram baixa ondulação de corrente.

A fim de contornar este problema, diversos conversores cc-cc de alto ganho com característica de entrada em corrente vêm sendo propostos na literatura [22]-[30]. Tais conversores costumam ser baseados nos conversores Boost quadrático e SEPIC ou em outras estruturas modificadas. No entanto, em aplicações que exigem ondulação de corrente de entrada realmente baixa (< 5%), como no caso de aplicações fotovoltaicas (para não afetar a eficiência do método de rastreamento de máxima potência e a deterioração dos módulos), são requeridos indutores com grandes valores de indutância e de volume elevado, conforme ilustrado na Figura 1, haja vista o volume de um dispositivo magnético ser proporcional à energia armazenada em seu núcleo [16]:

$$A_e A_w \propto E_{Le} = \frac{1}{2} L_e I_{Le} (I_{Le} + \Delta I_{Le}) \quad (1)$$

sendo A_e a área efetiva e A_w a área de janela do núcleo magnético, L_e a indutância de entrada, I_{Le} o valor médio e ΔI_{Le} o valor da ondulação de pico da corrente de entrada.

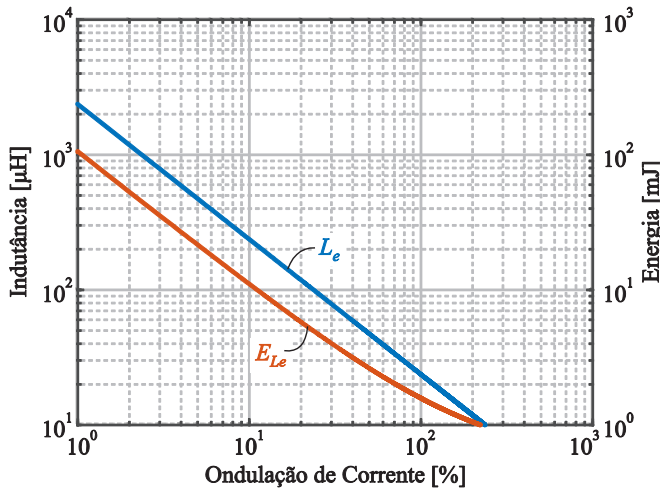


Fig. 1. Indutância e energia armazenada no indutor de entrada L_e em função da ondulação de corrente para os conversores com entrada em corrente [22]-[30]. ($f_s = 100$ kHz, $V_i = 30$ V, $V_o = 400$ V $P_o = 200$ W, $D = 0,5$).

Em vista disso, propõe-se neste trabalho um novo conversor cc-cc de alto ganho baseado no conversor Ćuk com indutor acoplado e multiplicadores de tensão, elaborado para manter a característica de entrada em corrente do conversor original. Ao conversor proposto é adicionado, ainda um filtro LC de entrada. Devido à presença desse filtro, o indutor de entrada L_e pode ser projetado com elevada ondulação de corrente ($> 100\%$), permitindo a redução de seu volume, além de possibilitar comutação suave nos dispositivos semicondutores, caso dois interruptores ativos sejam empregados. Adicionalmente, a utilização de dois interruptores ativos também se traduz em redução da indutância magnetizante e, conseqüentemente, do volume do indutor acoplado, haja vista a impossibilidade de o conversor operar em modo de condução descontínua (maiores perdas de comutação) devido à bidirecionalidade de corrente dos interruptores ativos.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

O modelo comutado do conversor proposto é mostrado na Figura 2. O indutor acoplado é representado por um transformador ideal com os indutores magnetizante L_m e de dispersão L_k referidos ao enrolamento primário; V_i é a fonte de entrada; o filtro LC de entrada é composto pelo indutor L_f e pelo capacitor C_f ; L_e consiste no indutor de entrada; C_1 é o capacitor da célula multiplicadora de tensão; C_b é o capacitor que ressona com o indutor de dispersão L_k ; S_1 e S_2 são os interruptores ativos; D_1 é o diodo da célula multiplicadora de tensão; e D_o é o diodo de saída.

A análise do conversor proposto foi realizada considerando as seguintes condições de operação: 1) os interruptores ativos S_1 e S_2 são MOSFETs ideais com diodos de corpo e capacitores equivalentes parasitas C_{j1} e C_{j2} ; 2) os modelos dos demais componentes elétricos são ideais; 3) C_1 , C_e e C_o apresentam capacitâncias suficientemente elevadas de modo que suas tensões possam ser consideradas constantes (ondulação inferior a 5%); 4) n é a relação de transformação entre os enrolamentos secundário e primário.

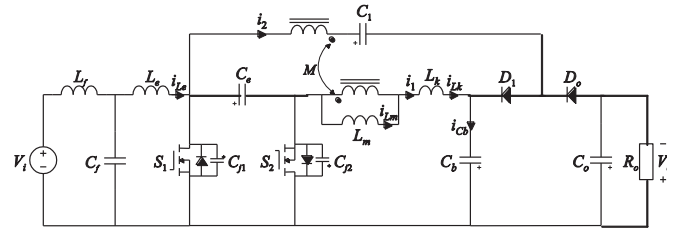


Fig. 2. Modelo comutado do conversor proposto.

A. Princípio de Operação

O conversor proposto apresenta oito etapas de operação, as quais são descritas a seguir. As Figuras 3 e 4 mostram as etapas de operação e as principais formas de onda do conversor, respectivamente.

- Etapa 1 ($t_0 < t < t_1$): em $t = t_0$, os interruptores encontram-se bloqueados. Assim sendo, a corrente ($i_{Le} - i_{Lm}$) 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. Durante esta etapa a carga é suprida pela energia armazenada em C_o .
- Etapa 2 ($t_1 < t < t_2$): com a condução do diodo de corpo de S_1 , a corrente ($i_{Le} - i_{Lm}$) flui através deste diodo e, com isso, a tensão sobre o interruptor S_1 é igual a zero, proporcionando comutação sob tensão nula (*Zero Voltage Switching - ZVS*). Visto que a tensão sobre a indutância magnetizante L_m é igual a $(V_{Cb} - V_{Ce})$, a corrente magnetizante decresce linearmente e o diodo D_o é diretamente polarizado. Durante esta etapa, o capacitor C_1 e o enrolamento secundário do indutor acoplado fornecem energia para o capacitor C_o e para a carga R_o . Esta etapa é mostrada na Figura 3.b e termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir.
- Etapa 3 ($t_2 < t < t_3$): no instante t_2 , o interruptor S_1 entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante i_{Lm} ainda decresce linearmente e o diodo D_o continua diretamente polarizado. O capacitor C_1 e o enrolamento secundário do indutor acoplado ainda fornecem energia para o capacitor C_o e para a carga R_o , como mostrado na Figura 3.c. Esta etapa termina quando a corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado ressona novamente a zero, bloqueando o diodo D_o sob corrente nula (*Zero Current Switching - ZCS*).
- Etapa 4 ($t_3 < t < t_4$): esta etapa tem início com o bloqueio do diodo D_o . Durante esta etapa, a carga R_o é suprida pela energia armazenada em C_o , conforme ilustrado na Figura 3.d. O término dessa etapa ocorre quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear.
- Etapa 5 ($t_4 < t < t_5$): em $t = t_4$, o interruptor S_1 é bloqueado. Assim, a corrente ($i_{Le} - i_{Lm}$) 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. Durante esta etapa a carga é suprida pela energia armazenada em C_o .
- Etapa 6 ($t_5 < t < t_6$): com a condução do diodo de corpo de S_2 , a corrente ($i_{Le} - i_{Lm}$) flui através deste diodo e a

tensão sobre o interruptor S_2 é igual a zero, proporcionando comutação sob tensão nula (ZVS). Uma vez que a tensão sobre a indutância magnetizante L_m é igual a V_{Cb} , a corrente magnetizante i_{Lm} cresce linearmente e o diodo D_1 é diretamente polarizado. Durante esta etapa os capacitores C_b e C_e e o enrolamento secundário do indutor acoplado proveem energia para o capacitor C_1 , enquanto o capacitor C_o continua suprindo a carga. Esta etapa é mostrada na Figura 3.f e termina quando o interruptor S_2 entra em condução.

- Etapa 7 ($t_6 < t < t_7$): no instante t_6 , o interruptor S_2 entra em condução, tal como ilustra a Figura 3.g. A corrente magnetizante i_{Lm} ainda cresce linearmente e o diodo D_1 segue diretamente polarizado. O capacitor C_1 continua sendo carregado pelos capacitores C_b e C_e e pelo indutor acoplado, enquanto o capacitor C_o mantém a carga R_o . O fim desta etapa ocorre quando a corrente no enrolamento secundário ressona novamente a zero.
- Etapa 8 ($t_7 < t < t_8$): quando a corrente no enrolamento secundário se torna zero, o diodo D_1 é bloqueado sob ZCS. Durante esta etapa a carga R_o é suprida pela energia armazenada no capacitor C_o e a corrente magnetizante i_{Lm} continua crescendo linearmente. Esta etapa é mostrada na Figura 3.h e termina quando o

interruptor S_2 é comandado a bloquear.

B. Ganho Estático

Para a análise do ganho estático do conversor proposto, os intervalos de tempo de carga e descarga dos capacitores C_{j1} e C_{j2} , correspondentes às etapas de operação 1 e 5, podem ser desconsiderados sem perda de generalidade. Logo, tem-se:

$$DT_s \approx t_4 - t_1 \quad (2)$$

$$(1-D)T_s \approx t_8 - t_5 \quad (3)$$

Uma vez que os valores médios das tensões no indutor de entrada e nos enrolamentos do indutor acoplado são nulos em regime permanente, as seguintes equações são obtidas:

$$\langle v_{Le} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_i) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_i - V_{Ce}) dt \right] = 0 \quad (4)$$

$$\langle v_{Lm} + v_{Lk} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_{Cb} - V_{Ce}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{Cb}) dt \right] = 0 \quad (5)$$

$$\langle nv_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_{C1} - V_o) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{C1} - V_{Cb} - V_{Ce}) dt \right] = 0 \quad (6)$$

Analisando as etapas de operação 6 e 7, é possível obter o valor médio da tensão sobre o capacitor C_1 :

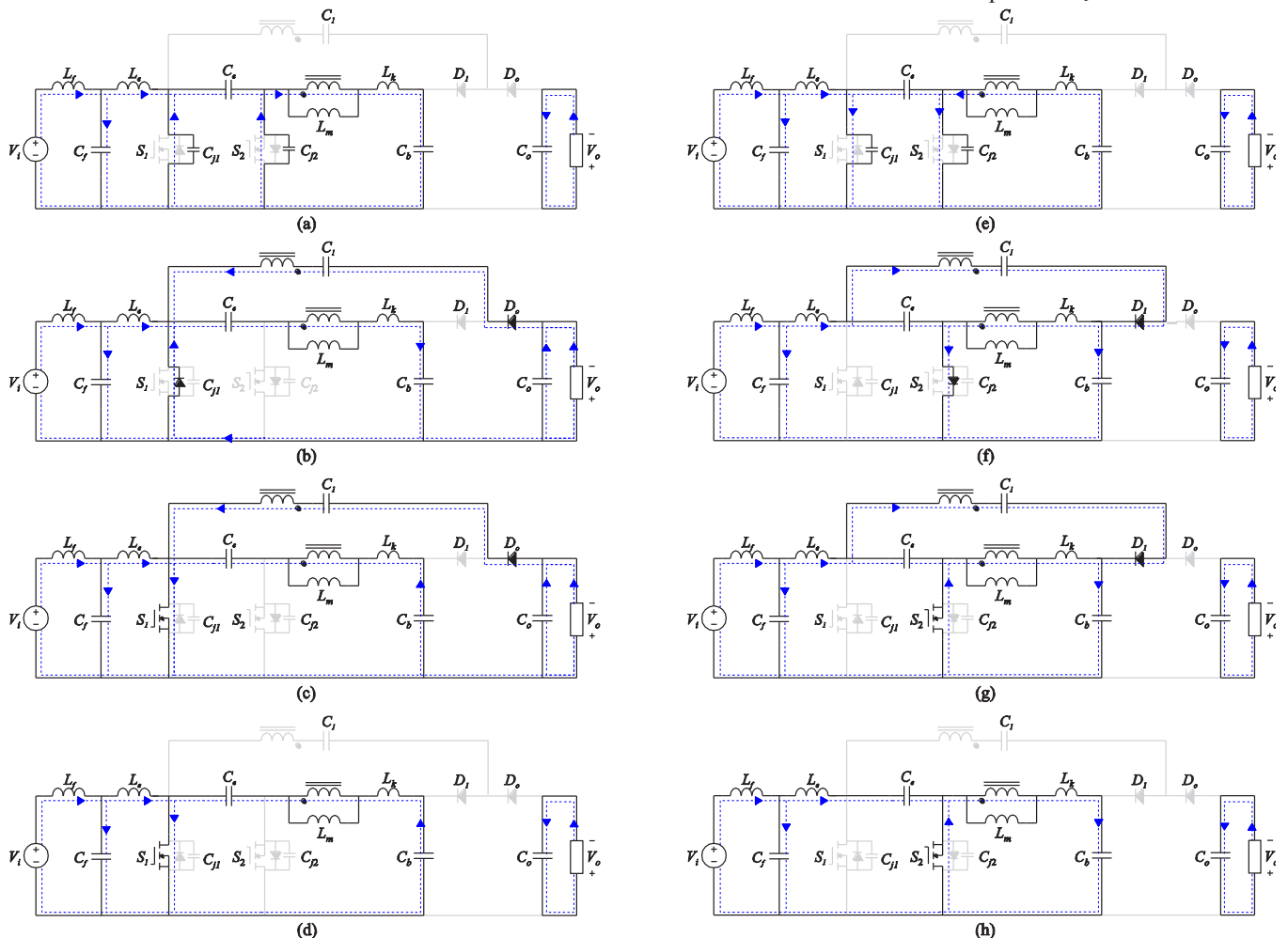


Fig. 3. Etapas de operação do conversor proposto: (a) Etapa 1; (b) Etapa 2; (c) Etapa 3; (d) Etapa 4; (e) Etapa 5; (f) Etapa 6; (g) Etapa 7; e (h) Etapa 8.

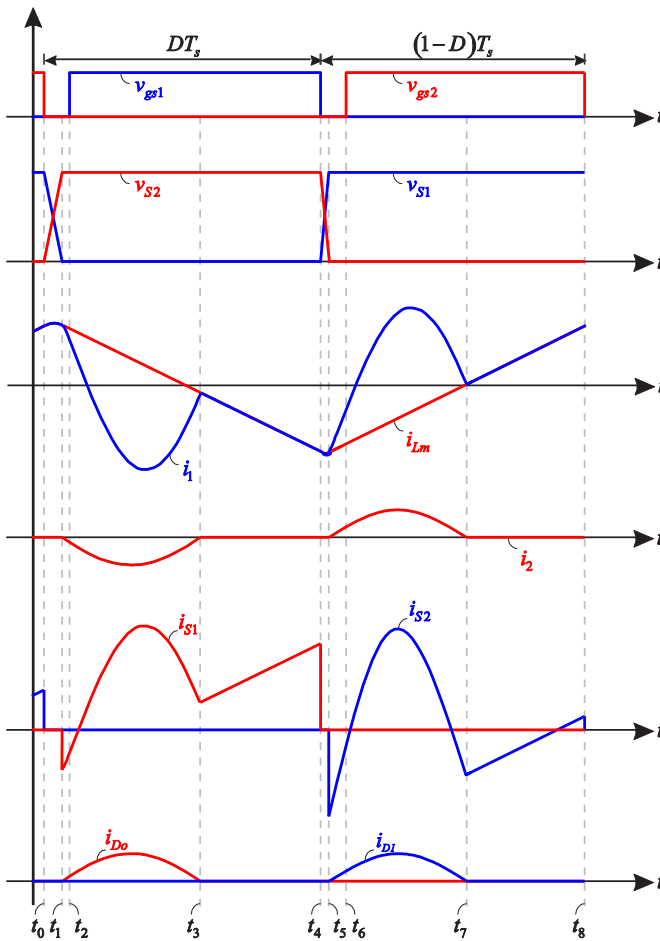


Fig. 4. Principais formas de onda em regime permanente.

$$V_{C1} \approx (n+1)V_{Cb} + V_{Ce}. \quad (7)$$

A partir de (4)-(7) pode-se determinar o ganho estático do conversor proposto e os valores médios das tensões nos capacitores C_e , C_b e C_1 em função da razão cíclica D , da tensão de entrada V_i e da relação de transformação n :

$$V_{Ce} = \frac{V_i}{1-D} \quad (8)$$

$$V_{Cb} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (9)$$

$$V_{C1} = \frac{(nD+D+1)V_i}{1-D} \quad (10)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1+n+D}{1-D}. \quad (11)$$

O ganho estático do conversor proposto apresenta forma semelhante ao ganho estático de um conversor Ćuk clássico. No entanto, o conversor proposto sempre eleva a tensão de entrada, independentemente da faixa de razão cíclica. A Figura 5 ilustra as curvas de ganho estático do conversor em função da razão cíclica D para diferentes valores de relação de transformação n .

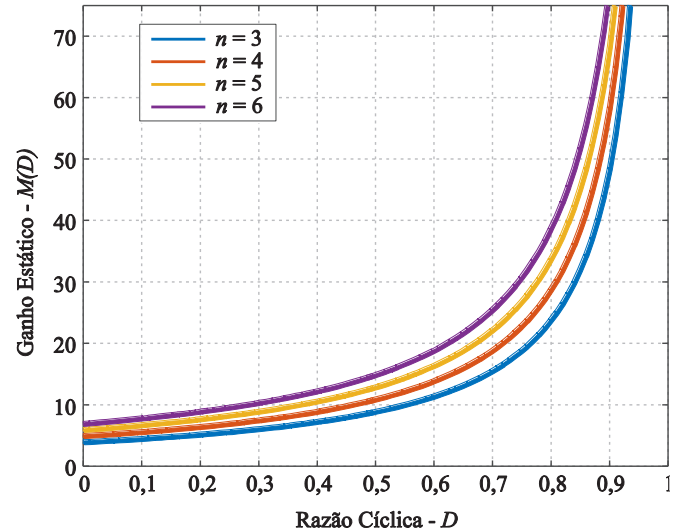


Fig. 5. Ganho estático do conversor proposto em função da razão cíclica e sob diferentes valores de relação de transformação.

C. Esforços de Tensão nos Semicondutores

As tensões máximas sobre os interruptores S_1 e S_2 e sobre os diodos D_1 e D_2 são definidas por:

$$V_{S_{\max}} = \frac{V_i}{1-D} = \frac{V_o}{1+n+D} \quad (12)$$

$$V_{D_{\max}} = \frac{(1+n)V_i}{1-D} = \frac{(1+n)V_o}{1+n+D}. \quad (13)$$

D. Filtro LC de Entrada

A ondulação de corrente de pico a pico no indutor L_e pode ser determinada da mesma forma que para um conversor Ćuk clássico, logo:

$$\Delta I_{Le} = \frac{V_i D}{f_s L_e}. \quad (14)$$

Considerando que toda a ondulação de corrente presente em i_{Le} flua pelo capacitor C_f , é possível encontrar a seguinte expressão para a ondulação de tensão de pico a pico em C_f :

$$\Delta V_{Cf} = \frac{\Delta I_{Le} D}{2f_s C_f}. \quad (15)$$

Uma vez que a ondulação de tensão no capacitor C_f encontra-se completamente sobre o indutor L_f , pode-se obter a ondulação de corrente de pico a pico de entrada:

$$\Delta I_{Lf} = \frac{\Delta V_{Cf}}{12f_s^2 L_f C_f}. \quad (16)$$

III. 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 S₁*: A energia armazenada nos indutores magnetizante e de entrada deve ser grande o suficiente para realizar, respectivamente, a carga e a descarga dos capacitores C_{j2} e C_{j1}:

$$\frac{1}{2}L_m i_{L_m}^2(t_0) + \frac{1}{2}L_e i_{L_e}^2(t_0) \geq \frac{1}{2}(C_{j1} + C_{j2})V_{Ce}^2. \quad (17)$$

O tempo morto mínimo necessário é dado por:

$$\Delta t_{S1} = t_2 - t_0 \geq \left| \frac{4C_{j1}V_{Ce}}{(I_{Le} - I_{Lm}) - (\Delta I_{Lm} + \Delta I_{Le})} \right| \quad (18)$$

em que:

$$I_{Le} - I_{Lm} = (M - 1)I_o \quad (19)$$

$$\Delta I_{Lm} + \Delta I_{Le} = \frac{(L_e + L_m)DV_i}{2L_m L_e f_s}. \quad (20)$$

Logo, ao substituir (8), (19) e (20) em (18), tem-se:

$$\Delta t_{S1} \geq \left| \frac{8C_{j1}V_i L_m L_e f_s}{(1-D)[2L_m L_e f_s (M-1)I_o - (L_m + L_e)DV_i]} \right|. \quad (21)$$

Além disso, a corrente de entrada subtraída da corrente magnetizante deve ser negativa em t₀ para proporcionar adequadamente a carga e a descarga dos capacitores, assim:

$$I_{Le} - I_{Lm} < \Delta I_{Le} + \Delta I_{Lm}. \quad (22)$$

Substituindo (19) e (20) em (22), chega-se a:

$$\frac{L_e L_m}{L_e + L_m} < \frac{D(1-D)V_i}{2I_o(2D+n)f_s}. \quad (23)$$

2) *ZVS na entrada em condução de S₂*: A energia armazenada nos indutores magnetizante e de entrada deve ser grande o suficiente para realizar, respectivamente, a carga e a descarga dos capacitores C_{j1} e C_{j2}:

$$\frac{1}{2}L_m i_{L_m}^2(t_4) + \frac{1}{2}L_e i_{L_e}^2(t_4) \geq \frac{1}{2}(C_{j1} + C_{j2})V_{Ce}^2. \quad (24)$$

O tempo morto mínimo necessário é dado por:

$$\Delta t_{S2} = t_6 - t_4 \geq \left| \frac{4C_{j2}V_{Ce}}{(I_{Le} - I_{Lm}) + (\Delta I_{Lm} + \Delta I_{Le})} \right|. \quad (25)$$

Substituindo (8), (19) e (20) em (25), obtém-se:

$$\Delta t_{S2} \geq \left| \frac{8C_{j2}V_i L_m L_e f_s}{(1-D)[2L_m L_e f_s (M-1)I_o + (L_m + L_e)DV_i]} \right|. \quad (26)$$

3) *ZCS no bloqueio de D_o*: A corrente i₂ deve ressonar a zero antes de S₂ entrar em condução, assim:

$$C_b \leq \frac{1}{L_k} \left[\frac{DT_s}{\pi} \right]^2. \quad (27)$$

4) *ZCS no bloqueio de D₁*: A corrente i₂ deve ressonar a zero antes de S₁ entrar em condução, portanto:

$$C_b \leq \frac{1}{L_k} \left[\frac{(n+1)(1-D)T_s}{n\pi} \right]^2. \quad (28)$$

B. Considerações de Projeto

As principais considerações de projeto relativas ao conversor proposto podem ser resumidas da seguinte forma:

- Relação de transformação *n*: determinada para atender ao ganho estático necessário (11) e possibilitar o uso de dispositivos semicondutores de baixa tensão (12)-(13).
- Indutâncias de entrada *L_e* e magnetizante *L_m*: estão diretamente relacionadas com as condições ZVS dos interruptores, conforme (17)-(26), além de definirem as ondulações das correntes de entrada e magnetizante, as quais não devem ser muito grandes a fim de evitar perdas elevadas nos núcleos. Todavia, tal como elucidado na Figura 1, quanto maior a ondulação, menor pode ser o volume do dispositivo magnético. Ademais, mediante (22), nota-se que tais ondulações são necessárias e igualmente importantes para a comutação de S₁. Assim, pode-se projetá-las de modo que ambas contribuam de forma substancial para que (22) seja atendida e, ao mesmo tempo, acarretem em indutores com volumes reduzidos. É importante ter em mente, ainda, que *L_e* também afetará o projeto do filtro LC (caso necessário).
- 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 (11). 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 (27) e (28). 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.
- Capacitâncias *C_e*, *C₁* 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 (caso existente): deve ser dimensionado para o valor de ondulação desejado para a corrente de entrada. Para o indutor *L_f* pode ser considerada a própria indutância do cabo de alimentação e do filtro de EMI, enquanto *C_f* pode ser obtida mediante (16).

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir das especificações apresentadas na Tabela I e das considerações de projeto discutidas na seção III-B, foi possível definir os componentes do estágio de potência do conversor proposto, os quais são descritos nas Tabelas II e III. Por exemplo, a fim de atender as especificações das tensões de entrada e de saída, foi adotado $n = 4,8$ mediante (11), implicando operação com $0,38 \leq D \leq 0,60$, $V_{Smax} < 65$ V e $V_{Dmax} < 310$ V. As indutâncias L_m e L_e foram determinadas a partir de (23), tal como demonstra a Figura 6.a, tendo em vista o desejo de elevada ondulação de corrente em L_e (14), nesse caso entre 200-300%. O tempo morto utilizado ($\Delta t_m = 200$ ns) foi determinado por meio de (21) e (26), conforme destacado na Figura 6.b. O capacitor C_b foi estabelecido mediante (27) e (28), vide Figura 6.c, considerando variações de $\pm 20\%$ na indutância de dispersão L_k . As capacitâncias de C_e , C_1 e C_o foram projetadas para apresentar ondulações de tensão inferiores a 5%, 2% e 0,2%, respectivamente. Por outro lado, a capacitância de C_f foi obtida a partir de (16) para atender a especificação de ondulação de 5% para a corrente de entrada, levando em consideração o próprio cabo de alimentação como indutor L_f .

A Figura 7 apresenta a imagem do protótipo construído. Os resultados experimentais foram obtidos por meio de uma fonte Tectrol TCA 120-20 e uma carga eletrônica desenvolvida em laboratório. A Figura 8.a mostra as tensões nos interruptores S_1 e S_2 e a corrente no enrolamento

TABELA I
Especificações do Protótipo

Tensão de entrada	25-40 V
Tensão de saída	400 V
Potência de saída	200 W
Ondulação máxima da corrente de entrada	5%
Frequência de comutação	100 kHz

TABELA II
Componentes do Estágio de Potência

S_1, S_2	IPB039N10N3
D_1, D_o	ES3G
L_f	2 μ H (cabo de alimentação)
C_f	80 μ F (4 x 20 μ F) / 100 V cerâmico
C_e	1 x 20 μ F / 100V cerâmico
C_b	3 μ F (3 x 1 μ F) / 100 V cerâmico
C_1	1 x 1 μ F / 400 V filme
C_o	1 x 5 μ F / 400 V filme

TABELA III
Dados dos Dispositivos Magnéticos

Indutor Acoplado	
Núcleo	RM10 - EPCOS N87
Primário	5 Espiras 150xAWG38
Secundário	25 Espiras 30xAWG38
n	4,8
L_m	22 μ H
L_k	226 nH
Indutor de Entrada	
Núcleo	RM10 - EPCOS N87
Enrolamento	10 Espiras 150xAWG38
L_e	10 μ H

primário do indutor acoplado para o conversor operando com carga nominal e tensão de entrada de 30 V. Este mesmo teste foi realizado para o conversor operando em meia carga (50% da carga nominal) e em baixa carga (10% da carga nominal), como mostram as Figuras 8.b e 8.c, respectivamente.

As Figuras 9.a a 9.c destacam a tensão v_i de entrada, a tensão v_o de saída, a tensão sobre o interruptor S_2 e a corrente no enrolamento primário do indutor acoplado para diferentes valores da faixa de tensão de entrada considerada nas especificações da Tabela I. Verifica-se que o conversor opera de maneira adequada em todos os pontos de operação examinados, visto que em nenhum dos ensaios o conversor perdeu suas características operacionais, demonstrando o dimensionamento apropriado do seu estágio de potência.

A Figura 10 mostra o detalhe da comutação suave nos interruptores S_1 e S_2 e nos diodos D_1 e D_o . As Figuras 10.a e 10.b apresentam, respectivamente, as tensões porta-fonte e as tensões dreno-fonte nos interruptores S_1 e S_2 , além da corrente no enrolamento primário do indutor acoplado.

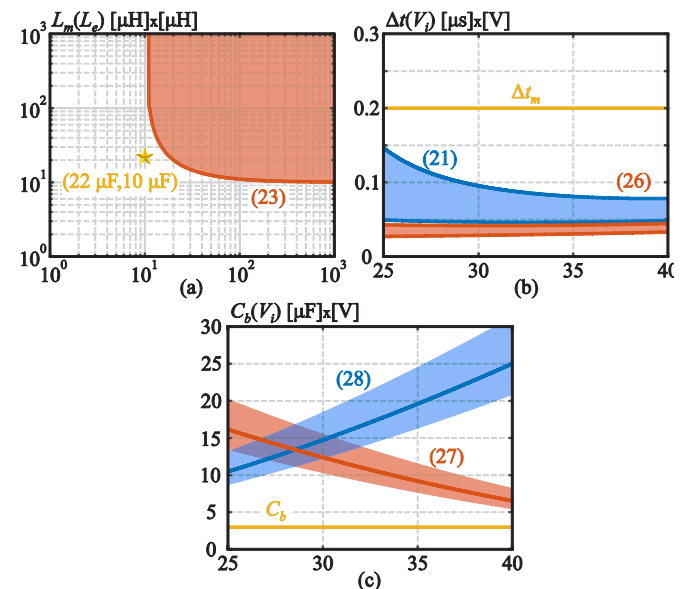


Fig. 6. (a) Relação entre L_m e L_e para atender (23); (b) tempo morto requerido por (21) e (26) considerando potência de 10-100% da nominal; (c) capacitância C_b determinada por (27) e (28) considerando variações de $\pm 20\%$ em L_k .

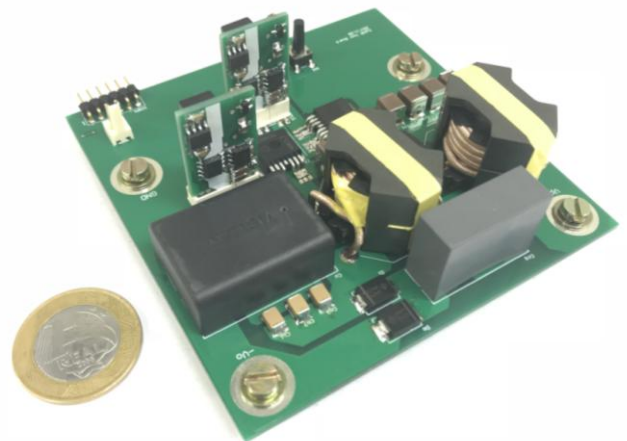


Fig. 7. Imagem do protótipo construído.

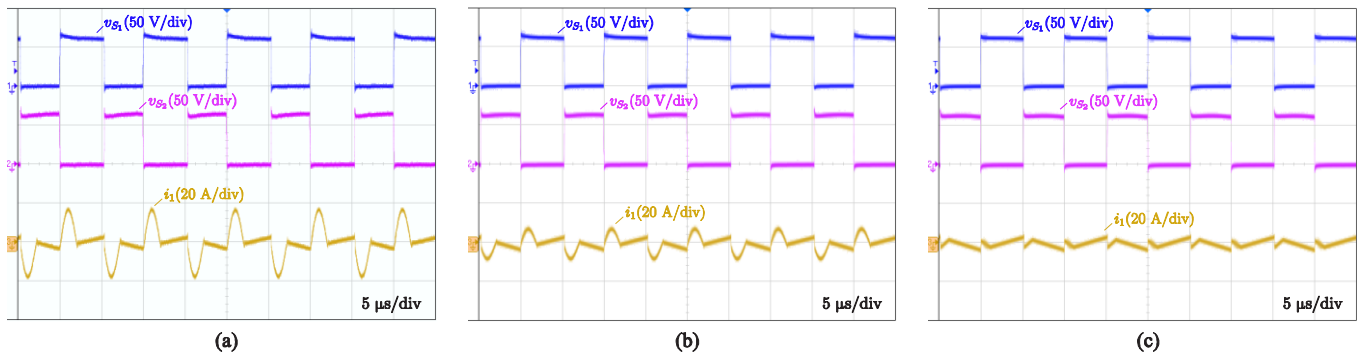


Fig. 8. Resultados experimentais do conversor operando com tensão de entrada de 30 V: (a) carga nominal; (b) meia carga; e (c) baixa carga (10%).

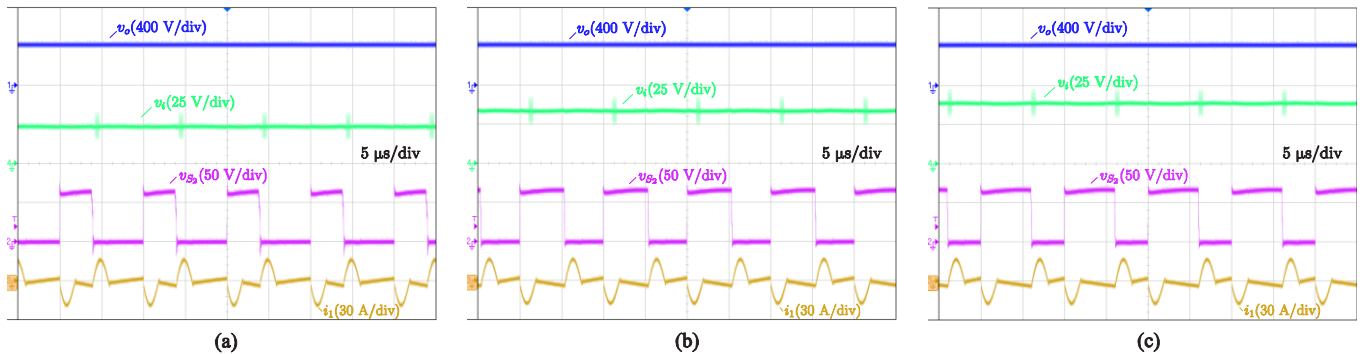


Fig. 9. Resultados experimentais do conversor operando em plena carga para toda faixa de tensão de entrada: (a) 25 V; (b) 35 V; e (c) 40 V.

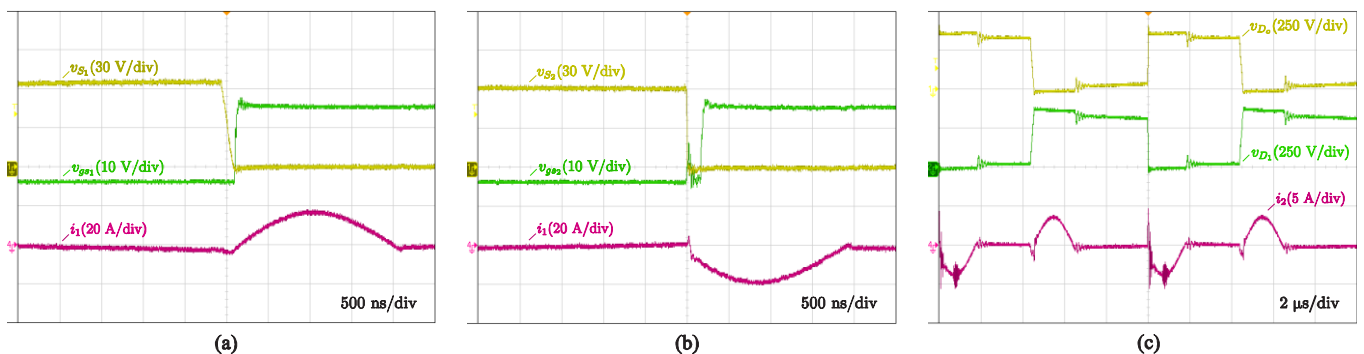


Fig. 10. Resultados experimentais: (a) detalhe da comutação ZVS na entrada em condução do interruptor S_1 ; (b) detalhe da comutação ZVS na entrada em condução do interruptor S_2 ; e (c) detalhe da comutação ZCS no bloqueio dos diodos D_1 e D_o .

Verifica-se que a entrada em condução dos interruptores (etapa ressonante) ocorre após a tensão drenó-fonte se tornar nula, caracterizando a comutação suave do tipo ZVS. A Figura 10.c mostra a corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado e a tensão sobre os diodos D_1 e D_o , em que pode ser notada a comutação suave do tipo ZCS no bloqueio dos diodos. As medições de corrente nos enrolamentos do indutor acoplado foram realizadas por meio de um transdutor de corrente de Rogowski, não apresentando, portanto, valores médios.

O ensaio de rendimento do protótipo foi realizado experimentalmente utilizando o analisador de potência WT500. A Figura 11.a mostra as curvas de rendimento do protótipo para toda a faixa de tensão de entrada. O rendimento ponderado estabelecido pela CEC (Comissão de Energia da Califórnia), o qual é bastante utilizado em folhas de dados de inversores fotovoltaicos, é dado por:

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + \dots + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (29)$$

Assim, mediante (29), o rendimento ponderado foi calculado para cada valor de tensão de entrada ilustrado na Figura 11.a. A Figura 11.b mostra a curva de rendimento ponderado CEC em função da tensão de entrada. Nota-se que o conversor proposto apresenta rendimento máximo de 96,5% próximo de 150 W operando com tensão de entrada de 40 V, enquanto os rendimentos ponderados CEC são superiores a 95,1% para todos os valores de tensão de entrada examinados, de modo que os piores resultados são obtidos para valores intermediários de tensão de entrada. Em suma, tais resultados indicam que o conversor proposto possui alto rendimento em toda faixa de tensão de entrada, mostrando-se adequado para aplicações que demandam alto ganho e alto rendimento.

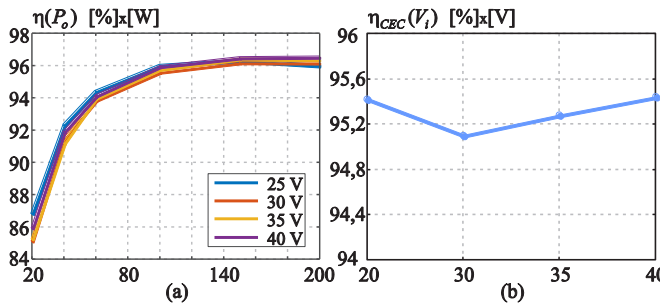


Fig. 11. (a) Curvas de rendimento experimental em função da potência de saída com diferentes valores de tensão de entrada, e (b) curva de rendimento ponderado CEC dado por (29).

V. COMPARAÇÃO E AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

A Tabela IV apresenta uma comparação entre o conversor proposto e outras topologias de conversores de alto ganho [24]-[30] com característica de entrada em corrente. A comparação foi realizada por intermédio de algumas métricas simples, como número de componentes: interruptores (S), diodos (D), capacitores (C), indutores (L) e indutores acoplados (CL), ganho estático, esforços de tensão nos interruptores e nos diodos, comutação suave nos dispositivos semicondutores e volume dos elementos magnéticos; de modo que os dois últimos são classificados qualitativamente.

Verifica-se que o conversor proposto apresenta ganho estático similar aos demais conversores de número de componentes semelhante, conforme ilustrado na Figura 12. Adicionalmente, mediante a Figura 13, nota-se que o conversor proposto também dispõe de reduzidos esforços de tensão nos interruptores; inclusive apresenta os menores esforços juntamente com o proposto por [26].

As principais vantagens do conversor proposto, quando comparado às demais topologias, são as melhores características de comutação suave, presente em todos os dispositivos semicondutores, e o volume dos elementos magnéticos. Devido à utilização de dois interruptores ativos,

o conversor proposto não pode operar em modo de condução descontínua (maiores perdas de condução), possibilitando a escolha de um valor reduzido para a indutância magnetizante, o que consequentemente resulta em um menor volume de indutor acoplado. Ademais, o indutor de entrada também pode ser reduzido ao considerar um filtro LC de entrada em aplicações que requerem baixa ondulação de corrente, auxiliando, também, na própria comutação suave dos interruptores.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo propõe um novo conversor cc-cc não isolado de alto ganho baseado no conversor Ćuk com indutor acoplado e multiplicadores de tensão, adicionado de um filtro LC de entrada. Em comparação com outras topologias de alto ganho e quantidade de componentes semelhantes, o conversor proposto apresenta perfis similares de curvas de ganho estático, melhores características de comutação (ZVS na entrada em condução dos interruptores e ZCS no bloqueio dos diodos), baixos esforços de tensão nos semicondutores e dispositivos magnéticos de volume reduzido.

Para verificar a operação do conversor proposto, um protótipo de 200 W, com tensão de entrada de 25-40 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 96,5% e o rendimento ponderado CEC médio foi de 95,3%. Devido aos resultados obtidos, o conversor proposto mostra-se atrativo para aplicações que necessitam de ganhos elevados de tensão, volume reduzido e baixa ondulação de corrente de entrada, além de apresentar elevado rendimento em aplicações de baixa potência (< 500 W). Como possíveis inconvenientes, podem-se citar a inversão de polaridade e o grau de complexidade para obtenção de expressões matemáticas de esforços de corrente e modelagem dinâmica.

TABELA IV

Comparação Entre o Conversor Proposto e Outras Topologias de Conversores de Alto Ganho

Referência	Número de Componentes				Ganho Estático	V_{Smax}/V_i	V_{Dmax}/V_i	Comutação Suave	Volume dos Indutores
	D	S	C	CL+L					
Conversor Proposto	2	2	4+1*	1+1	$\frac{n+1+D}{1-D}$	$\frac{M+1}{n+2}$	$\frac{(n+1)(M+1)}{n+2}$	★★★★☆	★★★★☆
[24]	5	1	4	1+1	$\frac{n+2}{(1-D)^2}$	$\frac{M}{n+2}$	$\frac{M(n+1)}{n+2}$	★☆☆☆☆	★☆☆☆☆
[25]	3	1	4	1+1	$\frac{n+1}{1-D}$	$\frac{M}{n+1}$	$\frac{nM}{n+1}$	★★★★☆	★★★★☆
[26]	4	1	5	1+1	$\frac{n+2+D}{1-D}$	$\frac{M+1}{n+3}$	$\frac{(n+1)(M+1)}{n+3}$	★★★★☆	★★★★☆
[27]	4	1	5	1+1	$\frac{2+n+D(n+1)}{1-D}$	$\frac{M+n+1}{2n+1}$	$\frac{(n+1)(M+n+1)}{2n+3}$	★★★★☆	★★★★☆
[28]	4	1	5	1+1	$\frac{1+2n-D(n-1)}{1-D}$	$\frac{M-n+1}{n+2}$	$\frac{(n+1)(M-n+1)}{n+2}$	★★★★☆	★★★★☆
[29]	3	1	4	1+1	$\frac{n+1}{1-D}$	$\frac{M}{n+1}$	$\frac{M(n+1)}{n+2}$	★★★★☆	★★★★☆
[30]	3	1	4	1+1	$\frac{n+2}{1-D}$	$\frac{M}{n+2}$	$\frac{M(n+1)}{n+2}$	★★★★☆	★★★★☆

* Capacitor extra do filtro LC (caso necessário).

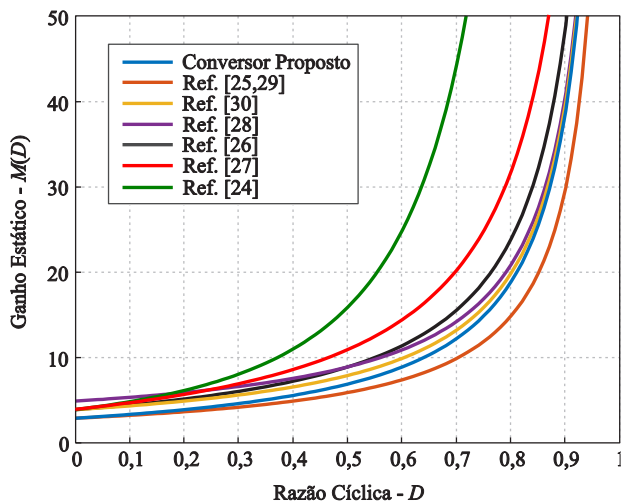


Fig. 12. Curvas de ganho estático em função da razão cíclica ($n = 2$).

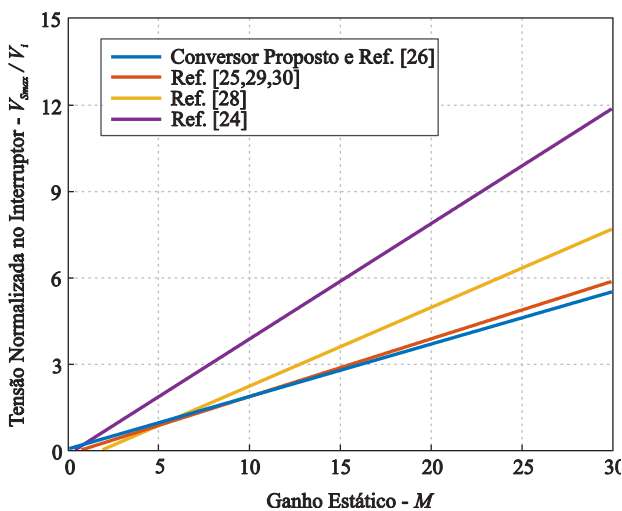


Fig. 13. Esforços de tensão nos interruptores em função do ganho estático (n ajustado para $M = 10$ em $D = 0,5$).

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq (Processo nº 422276/2016-2) pelo apoio financeiro e bolsas de estudo.

REFERÊNCIAS

- [1] W. Li, X. He, "Review of nonisolated high step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 4, pp. 1239-1250, Abr 2011.
- [2] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, G. V. Torrico-Bascope, "Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, nº 6, pp. 1987-1997, Jun 2010.
- [3] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman "Step-up dc/dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, nº 12, pp. 9143-9178, Dez. 2017.

- [4] L. Schmitz, D. C. Martins, R. F. Coelho, "Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell", in *IEEE Transactions on Circuits Systems I, Regular Papers*, vol. 64, nº 2, pp. 480-493, Feb 2017.
- [5] 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.
- [6] Q. Zhao, F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up dc-dc converters", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, nº 1, pp. 65-73, Jan 2003.
- [7] K. C. Tseng, T. J. Liang, "Novel high-efficiency step-up converter", in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, nº 2, pp. 182-190, Marh 2004.
- [8] Y.-P. Hsieh, J.-F. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, "A novel high step-up dc-dc converter for a microgrid system", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 4, pp. 1127-1136, April 2011.
- [9] 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", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 12, pp. 3481-3490, Dec 2011.
- [10] 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.
- [11] 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", in *IEEE Transactions on Circuits Systems I, Regular Papers*, vol. 59, nº 4, pp. 864-874, April 2012.
- [12] 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", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 3, pp. 1383-1400, March 2012.
- [13] 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", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, nº 2, pp. 998-1007, Feb 2012.
- [14] Y.-P. Hsieh, J.-F. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, "Novel high step-up dc-dc converter for distributed generation system", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 4, pp. 1473-1482, April 2013.
- [15] B. Gu, J. Dominic, J.-S. Lai, Z. Zhao, C. Liu, "High boost ratio hybrid transformer dc-dc converter for photovoltaic module applications", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 4, pp. 2084-2057, April 2013.
- [16] 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", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 4, pp. 2127-2136, April 2015.

- [17] 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", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 11, pp. 7039-7050, Nov. 2015.
- [18] 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", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 11, pp. 6898-6908, Nov. 2016.
- [19] J. C. Giacomini, P. F. S. Costa, A. M. S. S. Andrade, L. Schuch, M. L. S. Martins, "Desenvolvimento de um conversor cc-cc boost-forward integrado para aplicações com elevado ganho de tensão", in *Eletrônica de Potência*, vol. 22, n° 2, pp. 206-214, Jun 2017.
- [20] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, H. L. Hey, L. Schuch, M. L. S. Martins, "Conversor boost-flyback com células multiplicadoras de tensão para aplicação em fontes alternativas", in *Eletrônica de Potência*, vol. 22, n° 2, pp. 122-130, Jun 2017.
- [21] H. M. Rodycz, E. Agostine Jr., "Analysis and design of an active-clamping coupled-inductor boost converter for high-voltage-gain applications", in *Eletrônica de Potência*, vol. 23, n° 3, pp. 392-400, Set. 2018.
- [22] 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", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n° 4, pp. 1146-1153, Abr 2011.
- [23] 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.
- [24] X. Hu, C. Gong, "A high voltage gain dc-dc converter integrating coupled-inductor and diode-capacitor techniques", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 2, pp. 789-800, Feb 2014.
- [25] R. Gules, W. M. Santos, F. A. Reis, E. F. R. Romaneli, A. A. Badin, "A modified SEPIC converter with high static gain for renewable applications", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 11, pp. 5860-5871, Nov 2014.
- [26] R. Moradpour, H. Ardi, A. Tavakoli, "Design and implementation of a new SEPIC-based high step-up dc/dc converter for renewable energy applications", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n° 2, pp. 1290-1297, Feb 2018.
- [27] H. Ardi, A. Ajami, "Study on a high voltage gain SEPIC-based dc-dc converter with continuous input current for sustainable energy applications", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 12, pp. 10403-10409, Dec 2018.
- [28] S. Hasanpour, A. Baghrmian, H. Mojallali, "A modified SEPIC-based high step-up dc-dc converter with quasi-resonant operation for renewable energy applications", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n° 5, pp. 3539-3549, July 2018.
- [29] 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", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 4, pp. 1974-1984, April 2012.
- [30] 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", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 8, pp. 3557-3567, Aug 2012.

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.

Airton Isaac Pereira, nascido em Goiânia, GO, Brasil. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Catarina em 2018. Atualmente é estudante de mestrado do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da mesma instituição. Suas áreas de interesse incluem conversores estáticos e sistemas de energia.

Ronny Glauber de Almeida Cacau, nascido em Fortaleza, CE, Brasil, em 08 de abril de 1987. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (UFC) em 2011 e 2014, respectivamente. Atualmente é estudante de doutorado do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Suas áreas de interesse incluem conversores cc-cc de alto ganho, fontes de energia renovável e inversores multiníveis.

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. Suas áreas de interesse incluem conversores estáticos, qualidade de energia, processamento de energia solar fotovoltaica, redes ativas de distribuição e acionamento elétrico.

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.