

Conversor CC-CC SEPIC com Célula R^2P^2 para Aplicações com Elevado Ganho Estático

André Miguel Senderski* Mário Lúcio da Silva Martins**
Carlos Henrique Illa Font*

* Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Ponta Grossa,
PR, (e-mail: andresenderski@hotmail.com, illafont@utfpr.edu.br)

** Universidade Federal de Santa Maria, RS (e-mail:
marioslm@gmail.com)

Abstract: This paper proposes the use of a high gain dc-dc converter based on the SEPIC converter with R^2P^2 cell. The proposed converter has the advantage of having a single controlled switch, which reduces complexity and cost. Additionally, the active switch remains referenced to the negative terminal of the input voltage source, which can avoid the use of an isolated gate drive. As a disadvantage, there is an increase in the number of components. The article presents numerical simulation results from a converter operating with 40 (V) input voltage, 400 (V) output voltage, 50 (kHz) switching frequency and 200 (W) rated power.

Resumo: Este artigo propõe a utilização de um conversor CC-CC de elevado ganho baseado no conversor SEPIC com célula R^2P^2 . O conversor proposto tem a vantagem de possuir um único interruptor controlado, o que reduz a complexidade e o custo. Adicionalmente, o interruptor continua referenciado ao terminal negativo da fonte de alimentação, o que pode dispensar o uso de um circuito de comando isolado. Como desvantagem, tem-se um aumento no número de componentes. O artigo apresenta resultados de simulação numérica para um conversor operando com 40 (V) de tensão de entrada, 400 (V) de tensão de saída, frequência de comutação de 50 (kHz) e potência nominal de 200 (W).

Keywords: DC-DC Converter; High Gain; Non-isolated; R^2P^2 ; SEPIC.

Palavras-chaves: Conversor CC-CC; Elevado Ganho; Não Isolado; R^2P^2 ; SEPIC.

1. INTRODUÇÃO

Atualmente, em microgeração distribuída, a energia solar fotovoltaica representa em torno de 87% da potência instalada, segundo os dados da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) (Agência (acesso em 20 de maio,2020)). Pelo Plano Decenal de Expansão de Energia 2029, a tecnologia solar fotovoltaica no ambiente da microgeração se apresenta com o maior potencial de penetração no horizonte decenal.

Os microinversores fotovoltaicos, são constituídos por dois estágios de conversão de energia, a saber: conversor CC-CC e conversor CC-CA (inversor). Normalmente utiliza-se inversores baseados nas topologias VSI (*voltage source inverter*), CSI (*current source inverter*) e desdobrador de corrente (inversor *unfolding*), sendo a topologia VSI Ponte Completa com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) a mais empregada. O conversor CC-CC deve ter a característica elevadora de tensão, pois a tensão fornecida por um único módulo fotovoltaico é da ordem de 18 (V) a 36 (V) e o barramento CC, onde o inversor é conectado, é, tipicamente, 250 (V) para conexão com uma rede de distribuição de 127 (V) e 400 (V) para uma rede de distribuição de 220 (V). Observa-se que o conversor CC-CC

deve operar com ganhos elevados (Faistel et al. (2019)), (Zientarski et al. (2017)).

Os conversores CC-CC básicos (como o conversor CC-CC Boost) não são adequados para aplicações com elevados ganhos, uma vez que as resistências intrínsecas dos seus componentes limitam o ganho estático e o rendimento, principalmente operando com valores de razão cíclica tendendo a unidade.

A elevação do ganho estático pode ser obtida ajustando-se a relação de espiras em um transformador com a utilização de conversores CC-CC isolados. Entretanto, normalmente uma relação de espiras elevada leva a uma redução no fator de acoplamento do transformador, aumentando o valor da indutância de dispersão do transformador (Niemela et al. (1990)), (Cougo and Kolar (2012)), (De Leon et al. (2013)). Na maioria dos casos, para reduzir as sobretensões nos semicondutores, dissipa-se considerável parcela de energia em circuitos grampeadores, degradando o rendimento. Adicionalmente, o transformador e o circuito de grampeamento aumentam o custo do sistema (Kim and Choi (2014)), (Sillapawicharn (2016)), (McLyman (2017)), (Doebbelin and Lindemann (2010)).

Na literatura, as principais técnicas para a obtenção de elevado ganho estático em conversores não isolados, são

baseadas em indutores acoplados (Vázquez et al. (2015)). Todavia, o emprego de indutores acoplados sofre das mesmas limitações impostas pelo aumento da indutância de dispersão, o que pode ser minorado com a associação de grampeadores e também multiplicadores de tensão. Contudo, os multiplicadores requerem a inclusão de diodos e capacitores adicionais, aumentando o custo e a complexidade dos circuitos Schmitz et al. (2020).

Alternativamente ao uso de acoplamento magnético, técnicas com indutores chaveados, capacitores chaveados e associação série são empregadas (Andrade et al. (2017b)), (Axelrod et al. (2008)), (Kravetz (2018)), (Forouzesh et al. (2017)), (Silva et al. (2017)). Os indutores chaveados requerem uma similaridade construtiva entre os elementos da mesma célula que torna a solução pouco atrativa, uma vez que obter indutâncias perfeitamente iguais é bastante difícil, sob pena de gerar sobretensões nos semicondutores. Por outro lado, os capacitores chaveados normalmente requerem um número elevado de componentes adicionais para produzir um ganho de tensão elevado. O que também é uma das desvantagens da associação de conversores com a saída em série (Tang et al. (2014)).

Recentemente, a utilização do conceito R^2P^2 (*reduced redundant power processing*) gerou a célula R^2P^2 e esta vem sendo utilizada em conversores com elevado ganho, como apresentado em (Faistel et al. (2019)), (Morales-Saldana et al. (2014)).

O objetivo geral deste trabalho é apresentar um conversor CC-CC de elevado ganho de tensão para geração de energia solar fotovoltaica a partir de um módulo fotovoltaico, aplicando o conceito da célula R^2P^2 ao conversor CC-CC SEPIC. A célula R^2P^2 estudada é equivalente a um conversor Boost, o qual é elevador de tensão, e, quando utilizada no conversor SEPIC, propicia ganhos elevados para diferentes aplicações. O conversor proposto tem a vantagem de possuir um único interruptor controlado, o que reduz a complexidade e o custo.

2. TOPOLOGIA PROPOSTA

A Figura 1 a) apresenta o conversor Boost, o qual é redesenhado com o terminal negativo do capacitor de saída conectado à entrada, gerando uma variação topológica como apresentado na Figura 1 b). Nessa configuração, a carga é alimentada com uma tensão que é a soma da tensão de entrada (tensão na fonte de alimentação) e da tensão de saída (tensão em um capacitor), gerando o conceito R^2P^2 . A Figura 1 c) apresenta a conexão da variação topológica do conversor Boost com o conversor SEPIC, obtendo um conversor de elevado ganho, mas que emprega dois interruptores controlados. Os interruptores S_1 e S_2 são sincronizados e combinados em um único interruptor, com isto é proposto o conversor SEPIC R^2P^2 , como apresentado na Figura 1 d) (Wu and Yu (1997)). A célula R^2P^2 é composta por dois indutores (L_1 e L_2), dois diodos (D_1 e D_2) e um capacitor (C_1).

Fora o interruptor integrado, a topologia ainda possui os componentes de um conversor SEPIC convencional, os quais são denominados como capacitor de saída C_o , interruptor S , capacitor SEPIC C_2 e indutor L_3 (Zhu and Luo (2007), Andrade et al. (2017a)).

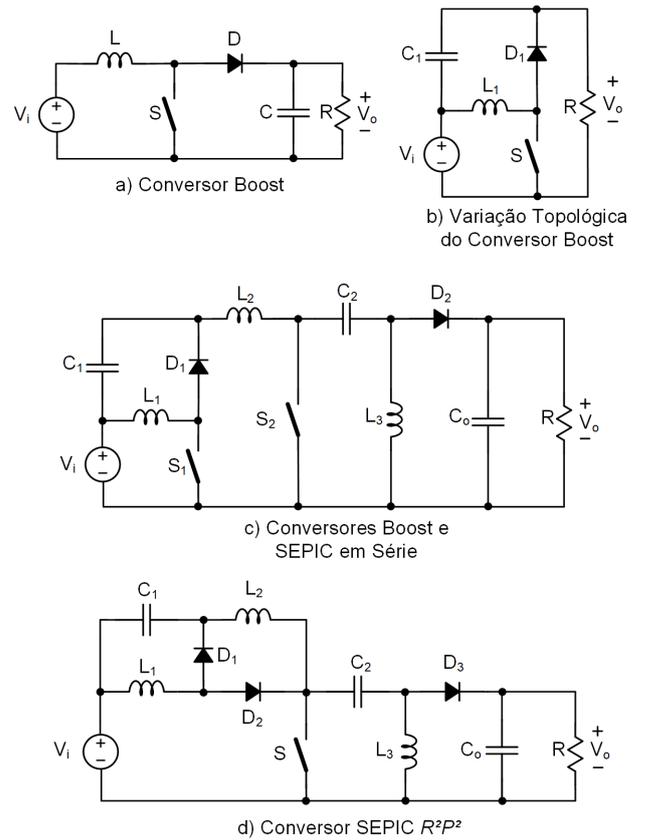


Figura 1. Derivação do conversor SEPIC R^2P^2 .

2.1 Etapas de Operação

Considerando a análise do conversor no modo de condução contínuo (MCC), têm-se duas etapas de operação. Para a análise do conversor foram assumidas as seguintes hipóteses:

- O conversor opera em regime permanente;
- Os valores das indutâncias L_1 , L_2 e L_3 foram projetadas para a operação em MCC;
- Os capacitores C_o , C_1 e C_2 são suficientemente grandes para que a ondulação de tensão seja zero;
- As tensões de entrada V_i e saída V_o são constantes;
- Os semicondutores são ideais.

Na primeira etapa o interruptor S e o diodo D_2 conduzem, as correntes dos indutores L_1 , L_2 e L_3 crescem linearmente. Os diodos D_1 e D_3 estão bloqueados, com isto, a carga é alimentada pelo capacitor de saída C_o . A primeira etapa de operação é apresentada na Figura 2.

A segunda etapa de operação ocorre quando o interruptor S é comandado a bloquear, os diodos D_1 e D_3 entram em condução enquanto o diodo D_2 está bloqueado. Durante esta etapa as correntes dos indutores L_1 , L_2 e L_3 decrescem linearmente, ocorrendo a desmagnetização. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.

2.2 Formas de Onda

Na Figura 4, pode-se observar a ondulação de corrente nos indutores durante a magnetização e desmagnetização

dos mesmos. Observa-se também a corrente no interruptor, sendo esta igual ao somatório das correntes dos indutores.

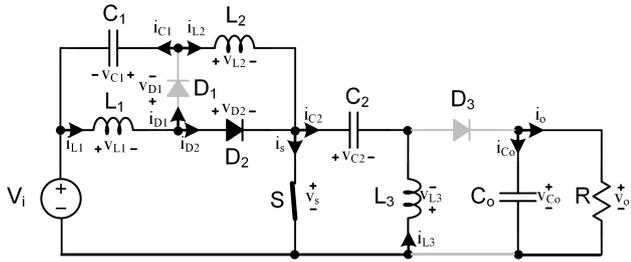


Figura 2. Primeira etapa de operação (etapa de magnetização dos indutores).

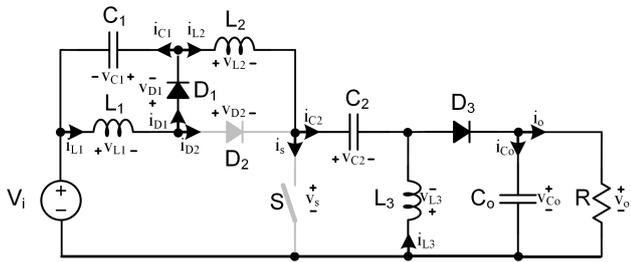


Figura 3. Segunda etapa de operação (etapa de demagnetização dos indutores).

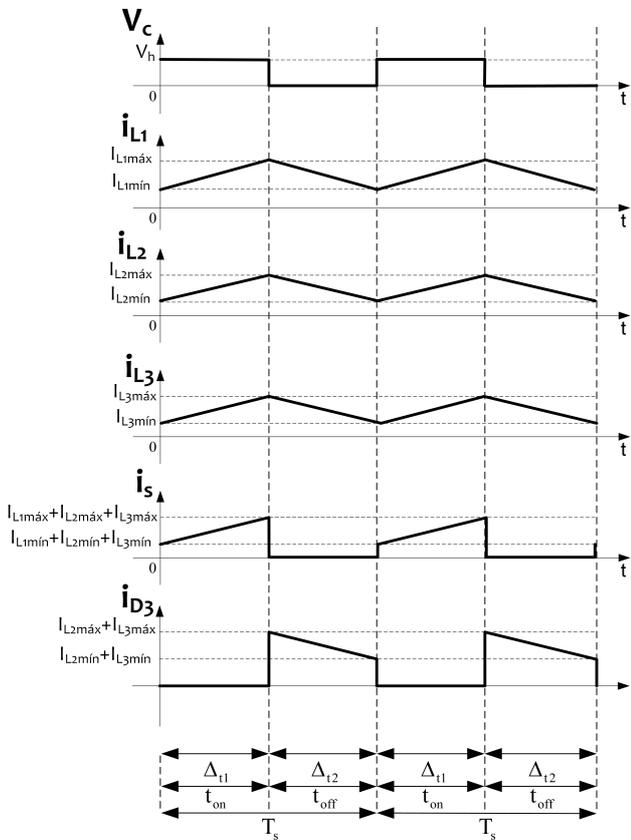


Figura 4. Formas de onda de corrente nos componentes do conversor.

Por fim, também mostra-se a corrente no diodo D_3 onde, na primeira etapa, o diodo encontra-se bloqueado e, na segunda etapa, conduzindo com corrente igual ao somatório das correntes dos indutores L_1 e L_2 .

Na Figura 5, são apresentadas as formas de onda de tensão nos indutores, sendo positivas na primeira etapa (magnetização) e negativas na segunda etapa (desmagnetização). Observa-se que a máxima tensão sobre o interruptor é igual a soma da tensão de saída (V_O) com a tensão sobre o capacitor C_2 (V_{C2}). A máxima tensão reversa sobre o diodo D_3 é igual a $V_{C2} + V_O$.

2.3 Análise do Ganho Estático do Conversor

A definição do ganho estático é realizada a partir das equações nos indutores, onde pode-se escrever que o valor médio das tensões em L_1 , L_2 e L_3 é nulo, uma vez que o conversor opera em regime permanente. Desta forma, analisando as etapas de operação, obtém-se para L_1 :

$$V_i t_{on} - V_{C1}(T_s - t_{on}) = 0 \quad (1)$$

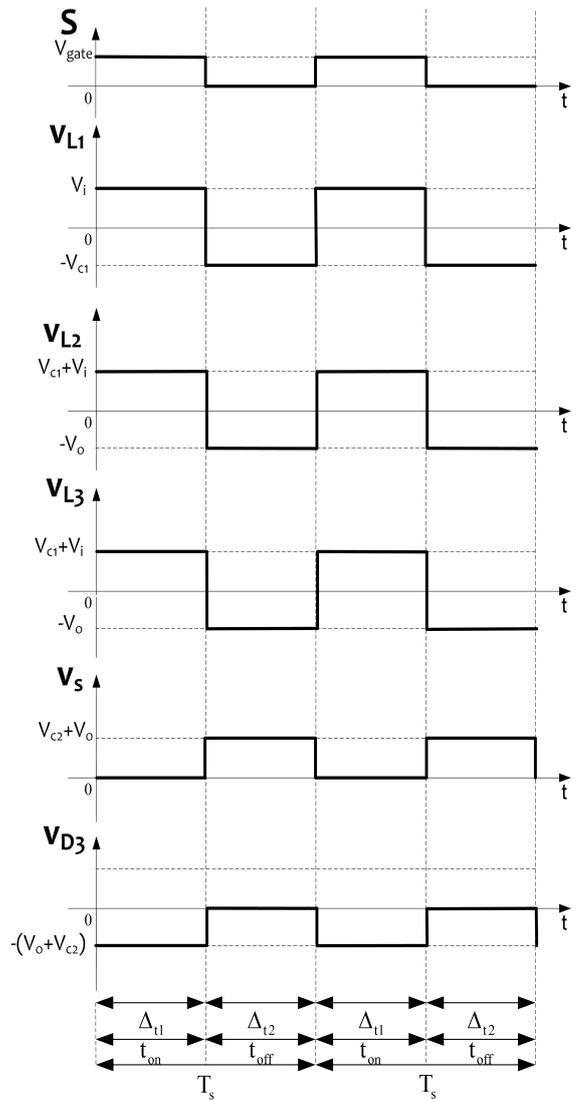


Figura 5. Formas de onda de tensão nos componentes do conversor.

Dividindo-se a equação (1) por T_s e isolando-se V_{C1} , chega-se a:

$$V_{C1} = \frac{V_i D}{1 - D} \quad (2)$$

Para o indutor L_2 tem-se:

$$(V_{C1} + V_i)t_{on} + (-V_o)(T_s - t_{on}) = 0 \quad (3)$$

Ao se analisar a topologia do conversor, pode-se escrever que:

$$V_{C1} = V_{C2} - V_i \quad (4)$$

Com isto, substituindo-se a equação (4) em (3), dividindo-se por T e isolando-se V_{C2} , obtêm-se:

$$V_{C2} = \frac{V_o(1 - D)}{D} \quad (5)$$

Para definir o ganho estático M , utiliza-se as equações (2) e (5) substituindo-as na equação (4). Desta forma,

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1 - D)^2} \quad (6)$$

A Figura 6 apresenta o ganho estático do conversor SEPIC R^2P^2 para diferentes valores de razão cíclica e compara-se com os ganhos dos conversores Boost e SEPIC convencionais. Observa-se que o ganho estático do conversor proposto é maior do que o ganho do conversor Boost e do conversor SEPIC para valores de razão cíclica maior ou igual a 0,5. Também observa-se que o conversor SEPIC R^2P^2 tem a capacidade de operar com elevados ganhos de tensão.

3. EQUAÇÕES DE PROJETO

Essa seção apresenta as equações de projeto do conversor SEPIC R^2P^2 . As equações de projeto permitem o dimensionamento dos elementos armazenadores de energia e a verificação da operação do conversor em regime permanente, validando a análise estática.

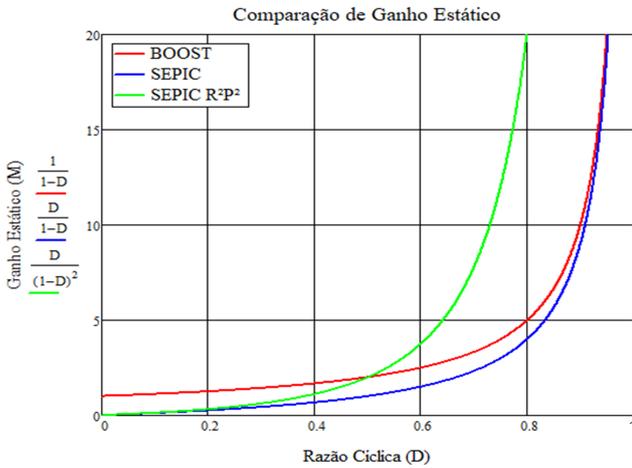


Figura 6. Comparação do ganho estático entre SEPIC R^2P^2 , SEPIC convencional e Boost.

3.1 Dimensionamento dos Indutores

Os indutores são dimensionados pelo critério de ondulação de corrente. Analisando-se a primeira etapa de operação, obtêm-se:

$$L_1 = \frac{V_i D}{\Delta i_{L1} f_s} \quad (7)$$

$$L_2 = \frac{V_i D}{(1 - D)\Delta i_{L2} f_s} \quad (8)$$

$$L_3 = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta i_{L3} f_s} \quad (9)$$

Para a aplicação, a tensão V_i deve ser a tensão de circuito aberto do PV, que é o maior valor de tensão (Singh et al. (2017), Li and Wolfs (2008)).

Os valores máximos de corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 , são dados por:

$$I_{L1max} = I_{in} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (10)$$

$$I_{L2max} = I_{in}(1 - D) + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (11)$$

$$I_{L3max} = I_o + \frac{\Delta I_{L3}}{2} \quad (12)$$

A corrente de saída depende da potência máxima do conversor, sendo a potência máxima igual a potência máxima do módulo fotovoltaico com irradiação de 1000 (W/m^2).

Os valores eficazes de corrente podem ser calculados pelas equações:

$$I_{L1ef} = I_{L1med} = I_{in} \quad (13)$$

$$I_{L2ef} = I_{L2med} = I_{in}(1 - D) \quad (14)$$

$$I_{L3ef} = I_{L3med} = I_o \quad (15)$$

3.2 Dimensionamento dos Capacitores

Os capacitores são dimensionados pelo critério de ondulação de tensão. Ao se analisar uma das etapas de operação, encontra-se as seguintes equações de projeto:

$$C_1 = \frac{I_{in}(1 - D)D}{\Delta V_{C1} f_s} \quad (16)$$

$$C_2 = \frac{I_o D}{\Delta V_{C2} f_s} \quad (17)$$

$$C_o = \frac{I_o D}{\Delta V_{C_o} f_s} \quad (18)$$

A máxima tensão sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_o são dadas por:

$$V_{C1max} = \frac{V_i D}{1-D} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (19)$$

$$V_{C2max} = \frac{V_i}{1-D} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \quad (20)$$

$$V_{Cmax} = V_o + \frac{\Delta V_{C_o}}{2} \quad (21)$$

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Os resultados obtidos para o conversor operando em regime permanente são apresentados nesta seção. O conversor foi projetado para operar com as especificações de projeto apresentadas na Tabela 1. Observa-se que para atender as especificações de projeto, o conversor deverá operar com um ganho igual a 10.

Aplicando-se as especificações de projeto nas equações de projeto do conversor, apresenta-se na Tabela 2 os valores dos componentes armazenadores de energia. O conversor deve operar com um valor nominal da razão cíclica igual a 0,73.

A Figura 7 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de saída do conversor estudado, sendo o valor médio da tensão de saída igual a 400 (V) e o valor médio da corrente de saída igual a 0,5 (A). Portanto, o conversor processa uma potência igual a 200 (W).

Na Figura 8 pode-se observar a tensão sobre o indutor L_1 , a qual apresenta mesmo valor da tensão de entrada $V_i = 40(V)$ durante a primeira etapa de operação, enquanto na segunda etapa o valor da tensão é igual à tensão sobre o capacitor C_1 . A corrente que circula por L_1 possui valor médio igual ao valor médio da corrente de entrada, sendo $I_{L1med} = 5(A)$. Verifica-se uma ondulação de corrente de 1 (A), ou seja, igual a 20% do valor médio da corrente no indutor.

Tabela 1. Especificações de projeto

Especificações	Grandeza
Tensão de entrada (V_i)	40(V)
Tensão de saída (V_o)	400(V)
Potência (P_o)	200(W)
Frequência de operação (f_s)	50(kHz)
Ondulação de corrente nos indutores ($\Delta I\%$)	20%
Ondulação de tensão no capacitor C_1 ($\Delta V_{C1\%}$)	10%
Ondulação de tensão no capacitor C_2 ($\Delta V_{C2\%}$)	10%
Ondulação de tensão no capacitor de saída C_o ($\Delta V_{C_o\%}$)	1%

Tabela 2. Componentes dimensionados

Grandeza	Valor Calculado
Indutor L_1	584 (μH)
Indutor L_2	8 (mH)
Indutor L_3	21,62 (mH)
Capacitor de saída C_o	1,82 (μF)
Capacitor C_1	1,82 (μF)
Capacitor C_2	493 (nF)
Carga R	800 (Ω)

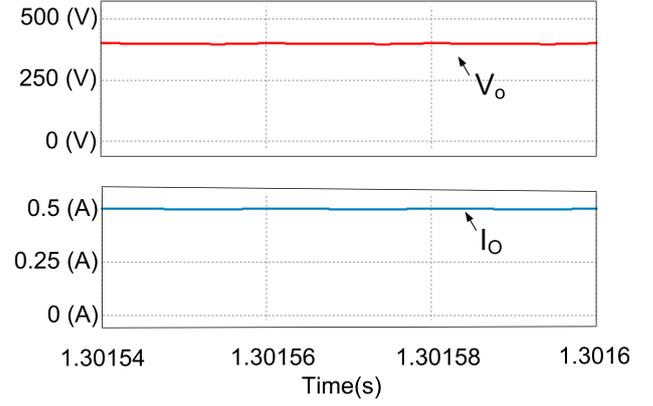


Figura 7. Tensão e corrente de saída.

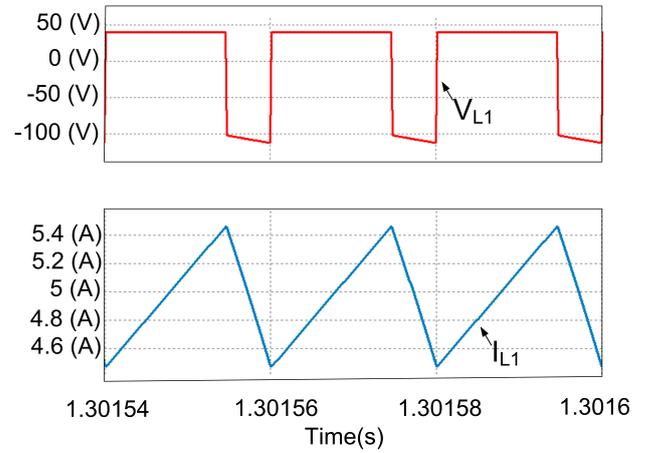


Figura 8. Tensão e corrente no indutor L_1 .

Na Figura 9 é exibida a tensão sobre o indutor L_2 , a qual, na primeira etapa, é dada pela soma de $V_{C1} + V_i$ e na segunda etapa a tensão negativa aplicada em L_2 é igual a tensão de saída $V_o = 400$ (V). O valor médio da corrente que circula por L_2 é dada por $I_{L2med} = I_{in}(1-D)$ (A), ou seja, 1,35 (A).

Na Figura 10 é apresentada a tensão sobre o indutor L_3 a qual na primeira etapa é dada por $V_{C1} + V_i$ e na segunda etapa a tensão negativa sobre L_3 é igual a $V_o = 400$ (V). O valor médio da corrente no indutor L_3 é igual a corrente de saída I_o , então $I_{L3med} = I_o = 0,5$ (A).

A Figura 11 exibe a tensão sobre o interruptor S , a qual na primeira etapa é zero e na segunda etapa é dada por $V_{C2} + V_o$. A corrente que circula pelo interruptor na primeira etapa é igual ao somatório das correntes dos indutores L_1, L_2 e L_3 , e, durante a segunda etapa de operação, é zero. Observa-se que a máxima tensão sobre o interruptor é aproximadamente igual a 540 (V).

A Figura 12 mostra a tensão reversa aplicada ao diodo D_3 , pode-se observar que durante a primeira etapa ela é igual a $-(V_o + V_{C2})$ e na segunda etapa, enquanto o diodo conduz, a tensão sobre o mesmo é zero. A corrente no diodo D_3 na primeira etapa é zero, pois está bloqueado, e na segunda etapa a corrente sobre o diodo é igual ao somatório das correntes que passam por L_2 e L_3 .

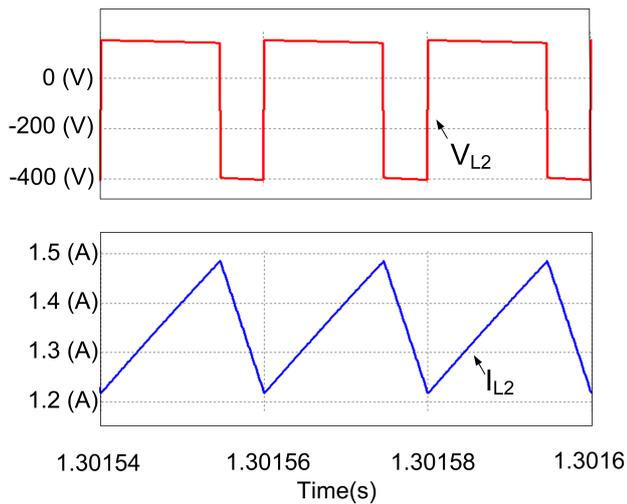


Figura 9. Tensão e corrente no indutor L_2 .

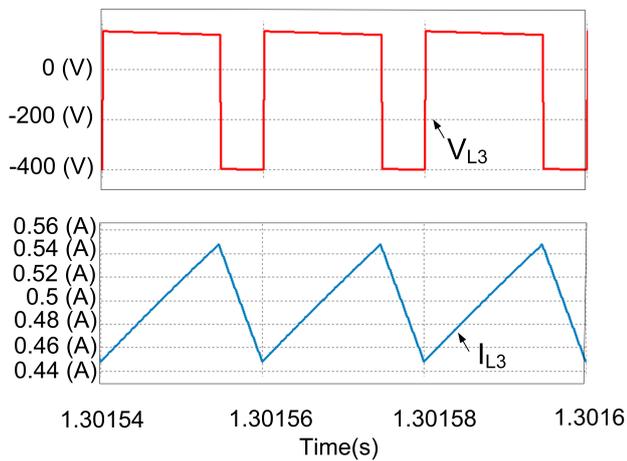


Figura 10. Tensão e corrente no indutor L_3 .

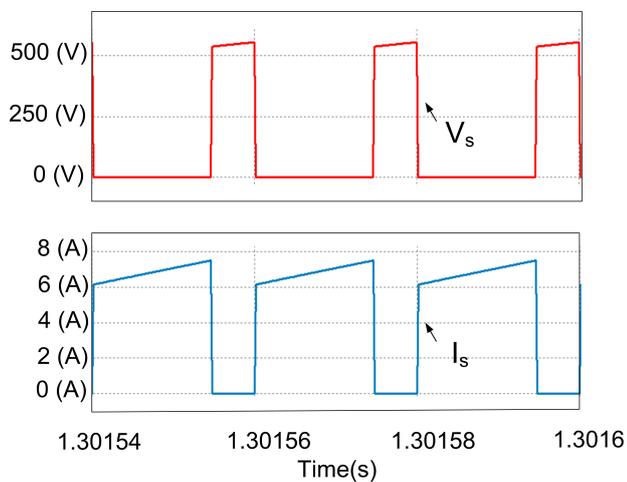


Figura 11. Tensão e corrente no interruptor S .

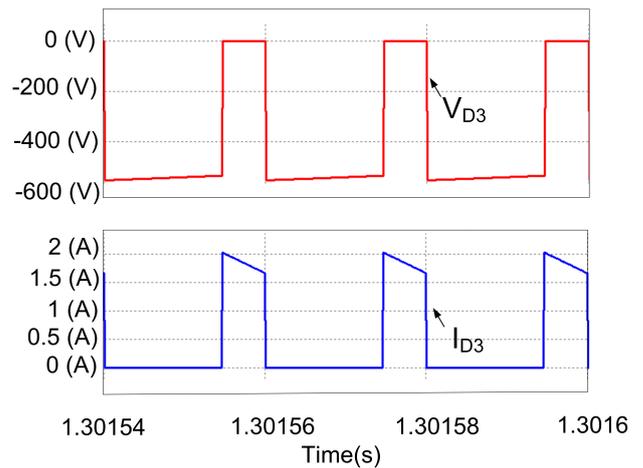


Figura 12. Tensão e corrente no diodo D_3 .

4.1 Análise Comparativa

Na Tabela 3 apresenta-se uma análise comparativa do conversor SEPIC R^2P^2 com outros dois conversores de elevado ganho e com o conversor SEPIC convencional. Todos os conversores têm as características comuns de serem do tipo SEPIC e de possuírem um único interruptor controlado. O número de componentes apresentado na Tabela 3 considera somente os componentes do circuito de potência, sem considerar circuitos auxiliares de ajuda à comutação, como circuitos grampeadores e *snubbers*.

Quando comparado ao conversor SEPIC convencional, observa-se que o conversor proposto apresenta um maior número de componentes. Porém, este pode operar com ganhos estáticos mais elevados que o conversor SEPIC convencional.

Ao se comparar a solução proposta com o conversor apresentado em (Ardi and Ajami (2018)), que é baseada em indutores acoplados, constata-se que o conversor SEPIC R^2P^2 apresenta um menor número de componentes para o circuito de potência. Vale destacar que as soluções baseadas em indutores acoplados podem necessitar de circuitos de grampeamentos (ou *snubbers*), o que aumentará o número de componentes desse conversor.

Na comparação da solução proposta com o conversor apresentado em (Axelrod et al. (2006)), verifica-se que ambos os conversores têm o mesmo número de componentes. Destaca-se que o conversor proposto por (Axelrod et al. (2006)) usa a técnica de indutores chaveados e, na prática, requer circuitos auxiliares para mitigar o problema da diferença de valores entre as indutâncias dos indutores chaveados, quando conectados em série.

Tabela 3. Análise comparativa

Característica	SEPIC R ² P ²	SEPIC convencional	SEPIC proposto em (Ardi and Jamani(2018))	SEPIC proposto em (Axelrod, et al.(2006))
Ganho estático	$\frac{D_x}{(1-D_x)^2}$	$\frac{D_y}{1-D_y}$	$\frac{n+2+(n+1)D_z}{1-D_z}$	$\frac{D_w(1+D_w)}{1-D_w}$
Máxima tensão no transistor	$\frac{1}{(1-D_x)^2}V_i$	$\frac{1}{1-D_y}V_i$	$\frac{(2n+3)}{(2n+1)(1-D_z)}V_i$	$\frac{(1+D_w)}{1-D_w}V_i$
Número de transistores	1	1	1	1
Número de diodos	3	1	4	4
Número de indutores	3	2	1	3
Número de indutores acoplados	0	0	1	0
Número de capacitores	3	2	5	2
Número total de componentes	10	6	12	10

5. CONCLUSÃO

O trabalho propõe um conversor CC-CC SEPIC não isolado de elevado ganho estático, obtido com a utilização da célula R²P². Apresenta-se a análise estática do conversor, as equações de projeto dos elementos armazenadores de energia e resultados de simulação numérica.

Os resultados de simulação numérica mostram que o conversor CC-CC SEPIC R²P² pode operar com elevado ganho de tensão. A solução apresentada tem a vantagem de possuir um único interruptor controlado, o que reduz a complexidade e o custo. Como desvantagem, tem-se um aumento no número de componentes.

Este conversor pode ser aplicado em sistemas de processamento da energia elétrica a partir de um módulo fotovoltaico, ou seja, em microinversores fotovoltaicos de dois estágios de conversão.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001 e do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída (INCT-GD) - CNPq processo no. 465640/2014-1, 308776/2018-6; CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS17/2551-0000517-1. Os autores agradecem o apoio do CNPq através dos processos 423405/2018-7, 425155/2018-8 e da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) por sua contribuição para este trabalho na forma de uma bolsa concedida a André Miguel Senderski.

REFERÊNCIAS

Agência, N.E.E. (acesso em 20 de maio,2020). *Geração distribuída*. URL http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Fonte.asp.

- Andrade, A., Hey, H., and Martins, M.d.S. (2017a). Non-pulsating input and output current c' k, sepic, zeta and forward converters for high-voltage step-up applications. *Electronics Letters*, 53(18), 1276–1277.
- Andrade, A.M.S.S., Hey, H.L., Schuch, L., and da Silva Martins, M.L. (2017b). Comparative evaluation of single switch high-voltage step-up topologies based on boost and zeta pwm cells. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(3), 2322–2334.
- Ardi, H. and Ajami, A. (2018). Study on a high voltage gain sepic-based dc-dc converter with continuous input current for sustainable energy applications. *IEEE transactions on power electronics*, 33(12), 10403–10409.
- Axelrod, B., Berkovich, Y., and Ioinovici, A. (2006). Switched-capacitor (sc)/switched inductor (sl) structures for getting hybrid step-down cuk/sepic/zeta converters. In *2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 4–pp. IEEE.
- Axelrod, B., Berkovich, Y., and Ioinovici, A. (2008). Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc-dc pwm converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 55(2), 687–696.
- Cougo, B. and Kolar, J.W. (2012). Integration of leakage inductance in tape wound core transformers for dual active bridge converters. In *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 1–6. IEEE.
- De Leon, F., Purushothaman, S., and Qaseer, L. (2013). Leakage inductance design of toroidal transformers by sector winding. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1), 473–480.
- Doebbelin, R. and Lindemann, A. (2010). Leakage inductance determination for transformers with interleaving of windings. *PIERS Online*, 6(6), 527–531.
- Faistel, T.M.K., Font, C.H.I., Andrade, A.M.S.S., and da Silva Martins, M.L. (2019). Família de conversores isolados com células r2p2 e multiplicador de tensão para microgeradores pv. *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*,

- 24(3), 378–388.
- Forouzesh, M., Siwakoti, Y.P., Gorji, S.A., Blaabjerg, F., and Lehman, B. (2017). Step-up dc–dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 9143–9178.
- Kim, M. and Choi, S. (2014). A fully soft-switched single switch isolated dc–dc converter. *IEEE transactions on power electronics*, 30(9), 4883–4890.
- Kravetz, F.I. (2018). *Conversor SEPIC modificado com acoplamento magnético série e célula multiplicadora de tensão*. Master’s thesis, Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
- Li, Q. and Wolfs, P. (2008). A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations. *IEEE Transactions on power electronics*, 23(3), 1320–1333.
- McLyman, C.W.T. (2017). *Transformer and inductor design handbook*. CRC press.
- Morales-Saldana, J.A., Loera-Palomo, R., Palacios-Hernández, E., and Gonzalez-Martinez, J.L. (2014). Modelling and control of a dc–dc quadratic boost converter with $r = 2$. *IET Power Electronics*, 7(1), 11–22.
- Niemela, V.A., Owen, H., and Wilson, T.G. (1990). Cross-coupled-secondaries model for multiwinding transformers with parameter values calculated from short-circuit impedances. In *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, 822–830. IEEE.
- Schmitz, L., Martins, D.C., and Coelho, R.F. (2020). 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*, 67(6), 2140–2151.
- Sillapawicharn, Y. (2016). An isolated snubberless single-switched boost converter for high step-up conversion applications. In *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 1–4. IEEE.
- Silva, G.V., Coelho, R.F., and Lazzarin, T.B. (2017). Modelagem do conversor boost com células a capacitor chaveado por meio de um conversor equivalente de ordem reduzida. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP Transactions*, 22, 288–297.
- Singh, S.A., Carli, G., Azeez, N.A., and Williamson, S.S. (2017). Modeling, design, control, and implementation of a modified z-source integrated pv/grid/ev dc charger/inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6), 5213–5220.
- Tang, Y., Wang, T., and Fu, D. (2014). Multicell switched-inductor/switched-capacitor combined active-network converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4), 2063–2072.
- Vázquez, N., Medina, F., Hernández, C., Arau, J., and Vázquez, E. (2015). Double tapped-inductor boost converter. *IET Power Electronics*, 8(5), 831–840.
- Wu, T.F. and Yu, T.H. (1997). Off-line applications with single-stage converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(5), 638–647.
- Zhu, M. and Luo, F.L. (2007). Implementing of developed voltage lift technique on sepic, cuk and double-output dc-dc converters. In *2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 674–681. IEEE.
- Zientarski, J.R.R. et al. (2017). *Contribuições ao estudo de conversores CC–CC com processamento parcial de energia aplicados a sistemas fotovoltaicos*. Ph.D. thesis, Universidade Federal de Santa Maria.