Conversor CC-CC *Boost* Não Isolado de Alto Ganho Baseado na Célula de Comutação de Três Estados Empregando Indutores Acoplados

Klaus M. M. Damasceno * **Paulo H. Feretti** * **Fernando L. Tofoli** *

* *Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João del-Rei, São João del-Rei, Brasil. (e-mail: klausmmartins@gmail.com, pauloferetti@gmail.com, fernandolessa@ufsj.edu.br)*

Abstract: Non-isolated high step-up dc-dc converters have been used in a wide range of modern applications, including renewable energy systems and uninterruptible power supplies (UPSs), among others. However, many topologies are only viable for low-power applications, whereas issues other than the voltage gain are also quite important, e.g., component count, stresses on the semiconductors, and efficiency. In this context, this paper presents a non-isolated DC-DC boost converter based on the three-state switching cell (3SSC) and coupled inductors, which is capable of providing high step-up and reduced stresses on the semiconductors. The operating principle and theoretical analysis are described in detail. Simulation results are also presented to validate the study.

Resumo: Conversores CC-CC não isolados com alto ganho de tensão têm sido utilizados em uma vasta gama de aplicações modernas, incluindo sistemas de conversão de energias renováveis, sistemas de alimentação ininterrupta (uninterruptible power supplies – UPSs), entre outras. No entanto, muitas topologias são viáveis apenas para aplicações de baixa potência, sendo que outros aspectos além do ganho estático também são importantes como, por exemplo, o número de componentes, os esforços nos semicondutores e o rendimento. Nesse contexto, este trabalho apresenta um conversor *boost* baseado na célula de três estados (*three-state switching cell* - 3SSC) e indutores acoplados, sendo capaz de fornecer alto ganho de tensão e esforços reduzidos nos semicondutores. O princípio de operação e a análise teórica são descritos em detalhes. Além disso, resultados de simulação são apresentados para validar o estudo.

Keywords: boost converter; coupled inductors; high step-up; non-isolated DC-DC converters; three-state switching cell;

Palavras-chaves: alto ganho de tensão; conversor *boost*; conversores CC-CC não isolados; célula de comutação de três estados; indutores acoplados.

1. INTRODUÇÃO

Uma vasta gama de aplicações modernas requer a utilização de conversores CC-CC não isolados com alto ganho de tensão, que por sua vez dispensam o uso de transformadores. Como exemplos, pode-se citar sistemas de conversão de energia solar fotovoltaica (Mizani and Shoulaie, 2020) e eólica (Rahman et al., 2020), sistemas de telecomunicação (Meraj et al., 2021) e fontes de alimentação ininterrupta (*uninterruptible power supplies* - UPSs) (Maciel et al., 2015).

Os conversores CC-CC não isolados clássicos (*buck, boost, buck-boost*, Ćuk, SEPIC (*single-ended primary inductance converter* - conversor com uma única indutância primária) e Zeta) são aplicáveis em taxas de conversão limitadas. No caso de aplicações que envolvem um alto ganho, seria necessária a utilização de uma razão cíclica elevada, levando ao aumento da complexidade dos circuitos de acionamento e das perdas nos componentes do estágio de potência, comprometendo ainda o rendimento (Rodrigues de Oliveira et al., 2019). Assim, a literatura recente apresenta diversas soluções que permitem obter uma ampla taxa de conversão. Por exemplo, (Axelrod et al., 2003) utiliza capacitores chaveados em sua topologia para elevar a tensão de saída da entrada até o nível desejado. As desvantagens consistem no emprego de muitos capacitores e elevado esforço de tensão sobre os interruptores, ainda que menores que o conversor quadrático.

O uso de acoplamento magnético baseado em indutores acoplados como em (Silva et al., 2006) visa alcançar um alto ganho de tensão. Dessa forma, consegue-se uma corrente de entrada com baixa ondulação e tensão sobre os interruptores menor que aquela do conversor *boost* convencional, mas ao custo da necessidade de filtros *LC* dado o fluxo de dispersão das indutâncias. Em (Schmitz et al., 2017), têm-se células multiplicadoras de tensão (*voltage multiplier cells* - VMCs), consistindo em uma associação de diodos e capacitores, permitindo aumentar a tensão na carga. Mesmo resultando em um alto ganho, o número de componentes causa uma redução no rendimento.

(Alcazar et al., 2008) apresenta um conversor *boost* de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados (*three state switching cell* - 3SSC), que utiliza um multiplicador de tensão para obter o aumento de tensão desejado. Este conversor apresenta como vantagens um esforço reduzido de tensão sobre os interruptores, corrente de entrada com baixa ondulação e alto rendimento, ainda que haja um grande número de componentes passivos (diodos e capacitores). Em (Araujo et al., 2008), foi apresentado um conversor CC-CC *boost* baseado na 3SSC usando VMCs. As principais vantagens incluem a redução dos esforços de tensão nos interruptores, redução das perdas por condução e uso de elementos de filtro com menores dimensões. Apesar de obter um alto ganho de tensão, o elevado número de componentes é uma desvantagem, considerando ainda que a potência nominal de 250 W é relativamente baixa.

O presente trabalho apresenta uma estrutura de conversor CC-CC de alto ganho empregando enrolamentos secundários acoplados ao autotransformador da 3SSC de forma semelhante a (Araújo et al., 2009), incorporando ainda um indutor acoplado adicional. Dessa forma, é possível recorrer a duas estratégias distintas para o aumentar o ganho de tensão sem o uso de razões cíclicas extremamente elevadas.

O trabalho é estruturado da forma descrita a seguir. As análises qualitativa e quantitativa em modo de condução contínua (MCC) são apresentadas detalhadamente na Seção 2. Além disso, resultados obtidos por simulação são mostrados e discutidos na Seção 3 a fim de validar as considerações teóricas. Uma comparação com topologias semelhantes é realizada na Seção 4, ao passo que as principais conclusões do trabalho são discutidas na Seção 5.

2. CONVERSOR PROPOSTO

A topologia proposta do conversor *boost* baseado na 3SSC e indutores acopladps é exibida na Fig. 1. A 3SSC é composta por dois interruptores S_1 e S_2, dois diodos D_1 e D_p e um autotransformador com relação de espiras unitária. O enrolamento secundário do autotransformador alimenta o conjunto superior do circuito com dois capacitores e dois diodos para cada nível. O conversor proposto permite aumentar o ganho de tensão de forma modular acrescentando-se mais enrolamentos secundários ao autotransformador de acordo com a necessidade. Na análise que se segue, considera-se que a topologia possui apenas um enrolamento secundário, operando com valores de razão cíclica D>0.5, em regime permanente e com frequência de comutação constante no MCC.

2.1 Análise Qualitativa

A topologia proposta do conversor *boost* baseado na célula de três estados e indutores acoplados é exibida na Fig. 1. A célula de três estados é composta por dois interruptores S_1 e S_2, dois diodos D_1 e D_p e um autotransformador com relação de transformação unitária. O indutor acoplado é composto de três enrolamentos também com relações unitárias.

As etapas de operação são descritas de acordo com as Figs. 3 a 6, ao passo que as principais formas de onda teóricas do conversor proposto são mostradas na Fig. 2.

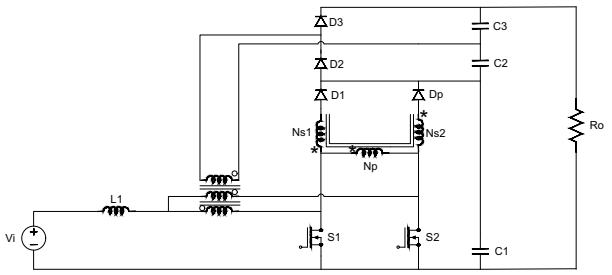

Figura 1. Topologia proposta.

Primeira etapa [t_0,t_1] (Fig. 3): Os interruptores S_1 e S_2 conduzem. O indutor L carrega por meio da fonte, aumentando linearmente sua corrente. A corrente em L divide-se igualmente entre os interruptores controlados. Os diodos D_1, D_2, D_3 e D_P não conduzem, enquanto os capacitores C_1, C_2 e C_3 mantêm a tensão na carga descarregando sua energia armazenada. Esse estágio se encerra quando S_2 é bloqueado.

Segunda etapa [t_1,t_2] (Fig. 4): Consisderando que S_1 conduz e S_2 bloqueia, a tensão em L é invertida. O indutor começa a se descarregar através dos enrolamentos do autotransformador. Os diodos D_1 e D_3 conduzem, conforme o terceiro enrolamento do autotransformador carrega o capacitor C_2 e o enrolamento primário do indutor acoplado carrega o capacitor C_1. Durante este intervalo, o diodo D_2 é reversamente polarizado, descarregando a energia armazenada em C_2 na carga. O terceiro enrolamento do indutor acoplado é energizado negativamente, aumentando sua corrente.

Terceira etapa [t_2,t_3] (Fig. 5): O comportamento do circuito é análogo àquele da primeira etapa. Esse estágio se encerra quando o interruptor S_1 é bloqueado.

Quarta etapa [t_3,t_4] (Fig. 6): Considerando que S_1 bloqueia e S_2 conduz, a tensão em L é invertida. O indutor começa a se descarregar através dos enrolamentos do autotransformador. Os diodos D_1 e D_3 conduzem, conforme os enrolamentos primário do indutor acoplado e secundário do autotransformador fornecem energia para carregar C_1 e C_2, respectivamente. Durante este intervalo, o diodo D_3 permanece reversamente polarizado. O terceiro enrolamento do indutor acoplado é energizado negativamente, aumentando sua corrente.

2.2 Análise Quantitativa

A partir da aplicação do balanço volt-segundo ao conversor proposto para um número genérico de enrolamentos secundários do autotransformador, considerando ainda as relações de transformação do autotransformador e do indutor acoplado definidas por a_i e N, respectivamente, pode-se determinar o ganho estático do conversor para D>0,5 em MCC como:

$$G_v = \frac{1}{(1-D)} \cdot \left(N + \sum_{n=1}^{j} a_i \right) \tag{1}$$

sendo j o número de enrolamentos secundários no autotransformador.

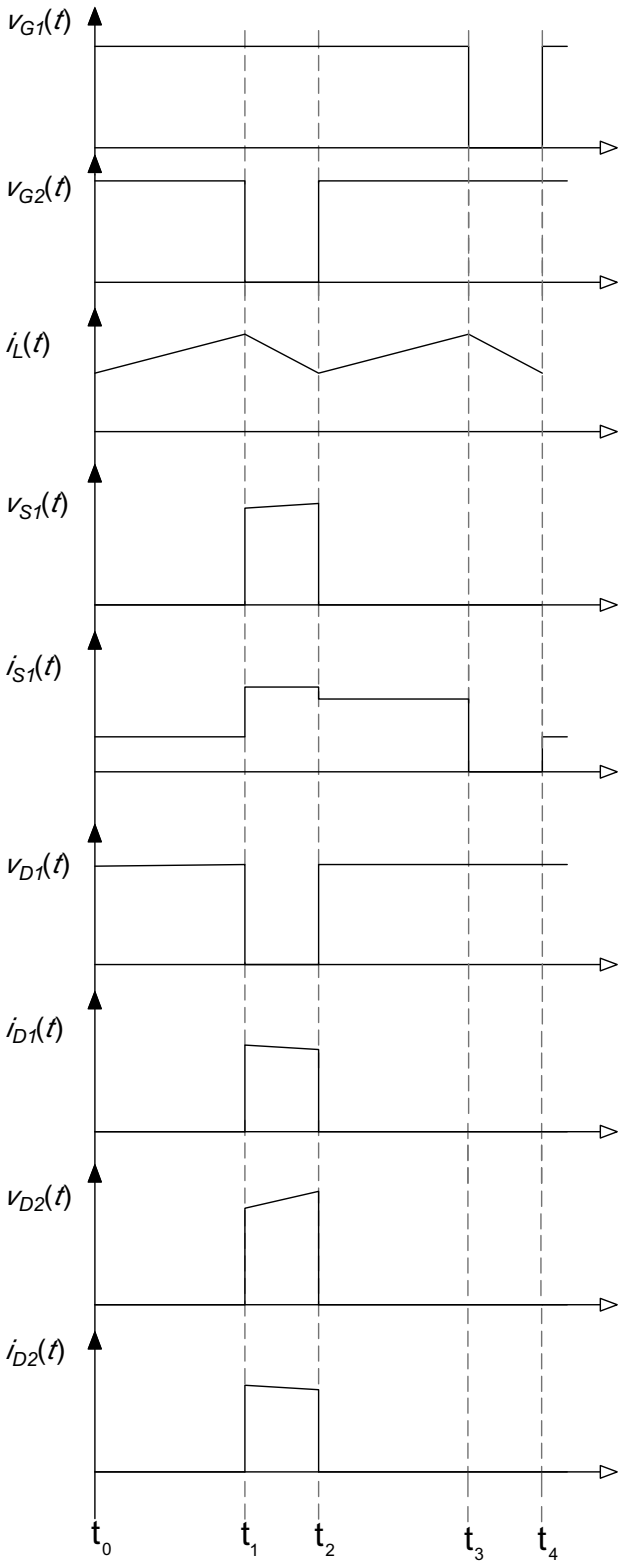

Figura 2. Principais formas de onda teóricas do conversor.

A Fig. 7 representa o comportamento do ganho de tensão G_v em função da razão cíclica D, considerando alguns valores de N e a_i. Pode-se notar que, para um mesmo valor de razão cíclica, o ganho estático cresce proporcionalmente em relação a a_i.

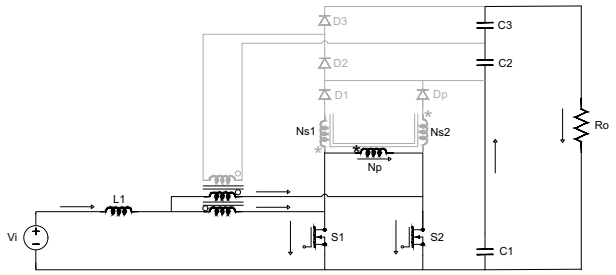

Figura 3. Primeira etapa.

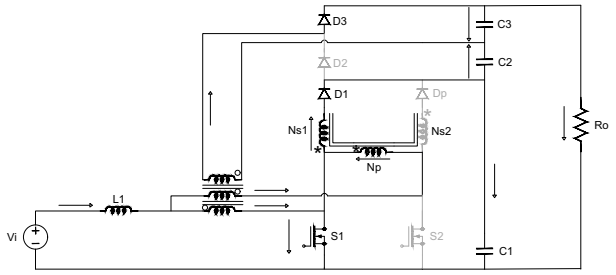

Figura 4. Segunda etapa.

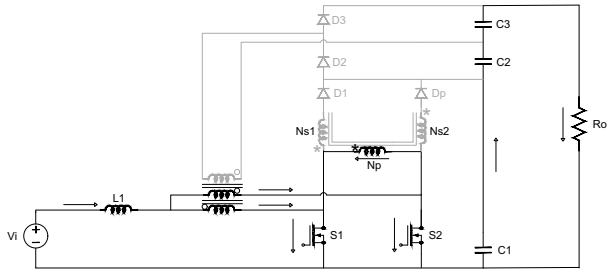

Figura 5. Terceira etapa.

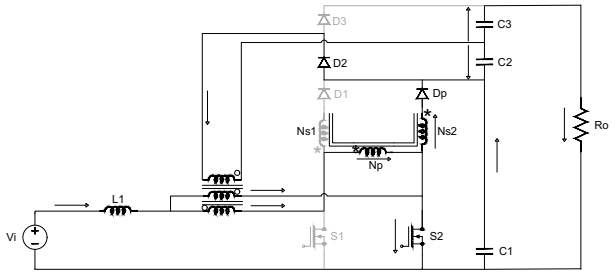

Figura 6. Quarta etapa.

A partir da análise das etapas de operação e das respectivas formas de onda teóricas pode-se obter as que permitem calcular a indutância L e as capacitâncias C_1, C_2 e C_3:

$$L = \frac{V_o}{16\, f_s\, \Delta I_{l1}} \left(N + \sum_{n=1}^{j} a_i \right) \tag{2}$$

$$C_1 = \frac{V_i\,(D - 0,5)}{R_o\, f_s\,(1-D)\Delta V_{C1}} \cdot \left(N + \sum_{n=1}^{j} a_i \right) \tag{3}$$

$$C_2 = C_3 = \frac{V_i D}{R_o\, f_s\,(1-D)\Delta V_{C2}} \cdot \left(N + \sum_{n=1}^{j} a_i \right) \tag{4}$$

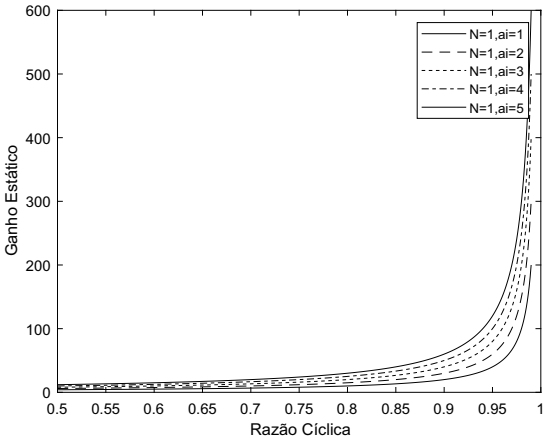

Figura 7. Ganho estático em função da razão cíclica para N=1 e diversos valores da relação de espiras do autotransformador.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \tag{5}$$

$$I_i = \frac{I_o}{(1-D)}\left(N + \sum_{n=1}^{j} a_i\right) \tag{6}$$

em que ΔI_{L1} representa a ondulação da corrente no indutor L; ΔV_{C1}, ΔV_{C2} e ΔV_{C3} são as ondulações das tensões nos capacitores C_1, C_2 e C_3, respectivamente; f_s é a frequência de comutação; I_i e I_o são as correntes médias de entrada e saída, respectivamente; P_o é a potência de saída; R_o é a resistência de carga.

Os valores médios e eficazes das correntes nos interruptores S_1 e S_2, bem como as respectivas tensões máximas de bloqueio podem ser determinados a partir das seguintes expressões:

$$I_{S1(\text{méd.})} = I_{S2(\text{méd.})} = \frac{I_o\left(D + N + \sum_{n=1}^{j} a_i - 1\right)}{2\,(1-D)} \tag{7}$$

$$I_{S1(\text{rms})} = \frac{I_o}{2}\sqrt{\left[\frac{50\,(2D-1)\left(N+\sum_{n=1}^{j} a_i\right)^2 + 8}{50\,(1-D)^2} + \frac{(2(N+\sum_{n=1}^{j} a_i)-1)^2}{1-D}\right]} \tag{8}$$

$$I_{S2(\text{rms})} = I_{S1(\text{rms})} \tag{9}$$

$$V_{S1(\text{máx.})} = V_{S2(\text{máx.})} = \frac{V_o}{N + \sum_{n=1}^{j} a_i} \tag{10}$$

As correntes médias e eficazes nos diodos, assim como as tensões reversas máximas são dadas por:

$$I_{D1(\text{méd.})} = I_{Dp(\text{méd.})} = \frac{I_o\left(N + \sum_{n=1}^{j} a_i\right)}{(1-D)\left(2\,N + \sum_{n=1}^{j} a_i\right)} \tag{11}$$

$$I_{D1(\text{rms})} = I_{Dp(\text{rms})} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{{I_o}^2}{1-D}} \tag{12}$$

$$I_{D2(\text{méd.})} = I_{D3(\text{méd.})} = \frac{I_o}{1-D} \tag{13}$$

$$I_{D2(\text{rms})} = I_{D3(\text{rms})} = \sqrt{\frac{{I_o}^2}{1-D}} \tag{14}$$

$$V_{D2(\text{máx.})} = V_{D3(\text{máx.})} = \frac{V_i(\sum_{n=1}^{j} a_i)}{1-D} \tag{15}$$

$$V_{Dp(\text{máx.})} = V_{D1(\text{máx.})} = \frac{V_i}{1-D}(1-2N) \tag{16}$$

3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o intuito de validar a análise teórica anteriormente desenvolvida, o conversor proposto foi projetado e avaliado de acordo com as especificações apresentadas na Tabela 1. Resultados obtidos no *software* PSIM são mostrados e discutidos a seguir.

Tabela 1. Especificações do projeto do conversor *boost* baseado na 3SSC.

Parâmetro	**Valor**
Tensão de entrada	V_i = 48 V
Potência de saída	V_o = 400 V
Potência de saída	P_o = 1 kW
Razão cíclica nominal	D=0,76
Relação de transformação do autotransformador	a_i= 1
Relação de transformação do indutor acoplado	N= 1
Ondulação da tensão de saída	ΔV_o = 5% V_o
Ondulação da tensão nos capacitores C_2 e C_3	ΔV_{C1} = 5% V_{C1}
Ondulação de corrente no indutor de filtro	ΔL = 5% I_i
Frequência de comutação	f_s = 25 kHz
Indutância de filtro	L = 479,23 μH
Capacitor C_1	C_1 = 2,6 μF
Capacitores C_2 e C_3	$C_2 = C_3$ = 15,2 μF

A Fig. 8 mostra que as ondulações especificadas para os capacitores C_1, C_2 e C_3 estão em conformidade com as premissas de projeto. Além disso, a frequência da ondulação é igual ao dobro da frequência de comutação, o que permite a utilização de baixas capacitâncias de filtro, evitando assim o emprego de capacitores eletrolíticos. De forma análoga, observa-se também na Fig. 8 que a ondulação da corrente no indutor L é obtida em estrita conformidade com os valores especificados. Percebe-se também que a frequência da ondulação da corrente é o dobro da frequência de comutação, sendo essa uma vantagem inerente à 3SSC.

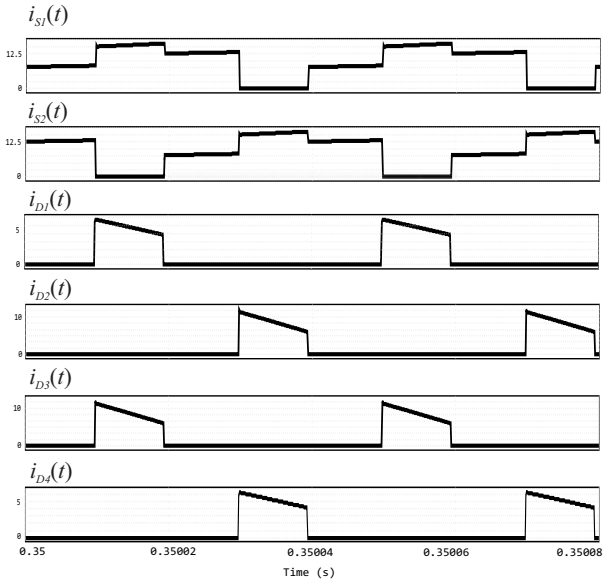

Figura 9. Correntes nos semicondutores.

Na Fig. 9, têm-se as formas de onda das correntes em todos os elementos semicondutores, ao passo que as respectivas formas de onda das tensões são mostradas na Fig. 10. Constata-se que as correntes nos ramos que compõem a 3SSC permanecem equilibradas em virtude da relação de espiras unitária do autotransformador. Verifica-se ainda que os esforços de tensão nos semicondutores são inferiores à tensão de saída. Isso é de suma importância, sobretudo no caso dos interruptores, pois permite a escolha de elementos com menores resistências de condução, contribuindo assim para reduzir as perdas por condução. No intuito de apresentar uma comparação adequada entre resultados teóricos e obtidos por simulação, consideram-se as grandezas mostradas na Tabela 2, a qual permite validar o estudo teórico em virtude do erro reduzido envolvendo as grandezas calculadas e medidas na simulação.

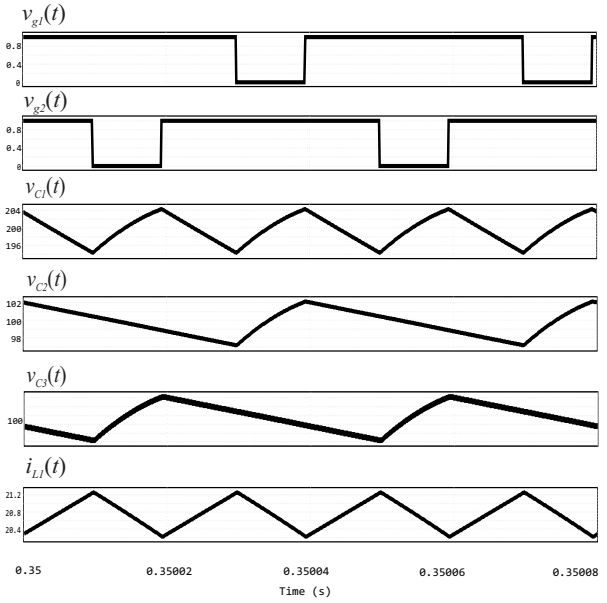

Figura 8. Formas de onda das tensões nos capacitores.

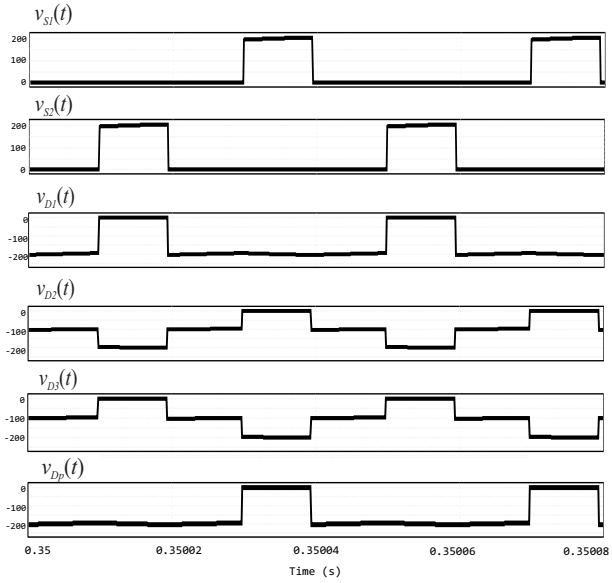

Figura 10. Tensões nos semicondutores.

Tabela 2. Comparação entre valores calculados e simulados para o conversor proposto.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado
Tensão média de saída	400 V	399,08 V
Ondulação da tensão de saída	15 V	13,35 V
Corrente média no indutor L	20,83 A	20,74 A
Ondulação da corrente no indutor L	1,04 A	1,04 A
Tensão média no capacitor C_1	200 V	199,61 V
Ondulação de tensão no capacitor C_1	10 V	9,94 V
Tensão média no capacitor C_2 e C_3	100 V	99,72 V
Ondulação de tensão no capacitor C_2 e C_3V	5 V	4,97 V
Tensão máxima nos interruptores	-200 V	-204,24 V
Corrente média nos interruptores	9,1667 A	9,1297 A
Corrente eficaz nos interruptores	10,92 A	10,82 A
Máxima tensão reversa nos diodos D_1 e D_p	-200 V	-204,29 V
Máxima tensão reversa nos diodos D_2 e D_3	-200 V	-201 V
Corrente média nos diodos D_1 e D_p	5,2083 A	5,1815 A
Corrente eficaz nos diodos D_1 e D_p	2,5518 A	2,572 A
Corrente média nos diodos D_2 e D_3	10,4167 A	10,38 A
Corrente eficaz nos diodos D_2 e D_3	5,1036 A	5,2020 A

4. COMPARAÇÃO COM OUTRAS TOPOLOGIAS

O ponto de operação empregado no projeto do conversor proposto neste trabalho foi o mesmo utilizado em (Araújo et al., 2009) e (Alcazar et al., 2008) para fins de comparação. Na Tabela 3, compara-se a topologia proposta baseada na 3SSC com outras estruturas semelhantes existentes na literatura em termos do ganho estático, esforços de tensão nos interruptores e quantidade de componentes. O parâmetro α representa a quantidade de enrolamentos secundários

Tabela 3. Comparação entre outras topologias e o conversor proposto.

Parâmetro	**Topologia**		
	(Araújo et al, 2010)	**(Alcazar et al, 2008)**	**Conversor proposto**
Ganho estático	$\frac{(\alpha+1)}{(1-D)}$	$\frac{(mc+1)}{(1-D)}$	$\frac{\left(N+\sum_{n=1}^{j} a_i\right)}{(1-D)}$
Razão cíclica	D >0,5	D >0,5	D >0,5
Esforços de tensão normalizados nos interruptores V_{smax}/V_i	$\frac{1}{(1-D)}$	$\frac{41(mc+1)}{80mc^{0,3}(1-D)}$	$\frac{1}{(1-D)}$
Interruptores	2	2	2
Diodos	4	6	4
Núcleos Magnéticos	2	2	3
Capacitores	3	4	3
Indutores	1	1	1

empregado em (Araújo et al., 2009) e o parâmetro mc representa a quantidade de VMCs utilizadas em (Alcazar et al., 2008).

Embora o conversor proposto possua uma quantidade maior de componentes que aquele estudado em (Araújo et al., 2009), além de uma quantidade maior de núcleos magnéticos que a topologia descrita em (Alcazar et al., 2008), o circuito permite aumentar o ganho estático de forma adequada por meio de três formas distintas. Em outras palavras, pode-se aumentar o ganho de tensão não apenas por meio da razão cíclica, mas também pela relação de espiras do autotransformador, o número de enrolamentos secundários do autotransformador, e pela relação de espiras do indutor acoplado. Além disso, obtém-se o mesmo esforço de tensão normalizado no interruptor que o conversor estudado em (Araújo et al., 2009), mas menor que aquele do conversor mostrado em (Alcazar et al., 2008).

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um conversor CC-CC *boost* não isolado baseado na 3SSC e empregando indutores acoplados. As principais vantagens da topologia proposta incluem o uso de elementos de filtro com dimensões reduzidas, além de haver equilíbrio de corrente nos ramos que compõem a 3SSC ao contrário do que ocorre em conversores entrelaçados convencionais. Os esforços de tensão nos interruptores são menores que a tensão de saída, podendo ser ainda mais reduzidos conforme a relação de espiras e/ou a quantidade de enrolamentos secundários do autotransformador aumente, ou apenas a relação de transformação do indutor entrelaçado.

A análise teórica realizada foi devidamente validada por meio de simulações computacionais. Portanto, considerando os resultados obtidos, pode-se afirmar que o conversor proposto é uma solução viável para aplicações que demandam altos ganhos de tensão e altas correntes. Como proposta para trabalhos futuros, pretende-se desenvolver um protótipo experimental do conversor projetado.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer CAPES, CNPq, FAPEMIG e INERGE pelo suporte fornecido à realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

Alcazar, Y.J.A., Bascopé, R.T., de Oliveira, D.S., Andrade, E.H., and Cárdenas, W.G. (2008). High voltage gain boost converter based on three-state switching cell and voltage multipliers. In *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2346–2352. IEEE.

Araújo, S.V., Torrico-Bascopé, R.P., and Torrico-Bascopé, G.V. (2009). Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(6), 1987–1997.

Araujo, S., Torrico-Bascope, R., Torrico, G., and Maciel Menezes, L. (2008). Step-up converter with high voltage gain employing three-state switching cell and voltage multiplier. 2271 – 2277.

Axelrod, B., Berkovich, Y., and Ioinovici, A. (2003). Transformerless dc-dc converters with a very high dc line-to-load voltage ratio. In *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03.*, volume 3, III–III. IEEE.

Maciel, R.S., Costa, A.M., João, B.V., Coelho, E.A.A., Lima, G.B., and Freitas, L.C.G. (2015). Renewable uninterruptible power supply system deploying a single-phase front-end converter with integrated pfc and dc-dc functions. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1231–1237.

Meraj, M., Bhaskar, M.S., Reddy, B.P., and Iqbal, A. (2021). Non-isolated dc–dc power converter with high gain and inverting capability. *IEEE Access*, 9, 62084–62092.

Mizani, A. and Shoulaie, A. (2020). A new non-isolated high gain dc-dc converter for grid-connected photovoltaic systems. In *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 1–6.

Rahman, N., Aiman, U., Alam, M.S., Khalid, M.R., Sarwar, A., and Asghar, M.S.J. (2020). A non-isolated dc-dc boost converter with high gain ability for renewable energy sources applications. In *2020 International Conference on Decision Aid Sciences and Application (DASA)*, 137–141.

Rodrigues de Oliveira, I., Silva de Morais, A., and Tofoli, F.L. (2019). Single-switch, integrated dc–dc converter for high-voltage step-down applications. *IET Power Electronics*, 12(8), 1880–1890.

Schmitz, L., Martins, D.C., and Coelho, R.F. (2017). Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 64(2), 480–493.

Silva, C.E.A., Bascope, R.P.T., and Oliveira, D.S. (2006). Proposal of a new high step-up converter for ups applications. In *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 2, 1288–1292.