



Received March 18, 2025; accepted June 20, 2025; Date of publication July 14, 2025.  
The review of this paper was arranged by Associate Editor Roberto F. Coelho and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202539>

# Conversores CC-CC com Elevado Ganho Estático Baseados na Associação e na Integração dos Conversores Boost Modificado e SEPIC

André M. Senderski<sup>1</sup>, Francisco J. Viglus<sup>2</sup>, Mário L. da Silva Martins<sup>3</sup>,  
Carlos H. I. Font<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Departamento Acadêmico de Eletrônica, Ponta Grossa – PR, Brasil.

<sup>2</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Departamento Acadêmico de Eletrônica, Campo Mourão – PR, Brasil.

<sup>3</sup>Universidade Federal de Santa Maria, Departamento de Engenharia Elétrica, Santa Maria – RS, Brasil.

e-mail: andresenderski@hotmail.com; franciscoviglus@utfpr.edu.br; mario-lucio.martins@ufsm.br; illafont@utfpr.edu.br.

## RESUMO

Este artigo apresenta o estudo de duas topologias de conversores CC-CC não isolados com elevado ganho estático, baseadas na associação e na integração dos conversores Boost modificado e SEPIC. A topologia associada possui dois interruptores controlados, enquanto a integrada emprega apenas um. Com a integração, obtém-se a célula de comutação conhecida como  $R^2P^2$ . Os conversores propostos são capazes de alcançar ganhos de tensão elevados ( $> 8$ ), sendo ideais para aplicações que demandam poucos componentes e uma conexão comum entre entrada e saída, o que simplifica o circuito de controle e comando. O artigo apresenta os detalhes da derivação das topologias e o princípio de operação, incluindo as etapas e principais formas de onda, além da análise comparativa com conversores semelhantes, previamente propostos na literatura. Para validar as análises, dois protótipos com potência nominal de 200 W, projetados para operar com tensão de entrada de 26 V e tensão de saída de 260 V são apresentados. Ambos operam com frequência de comutação de 50 kHz, atingindo rendimentos de 93,4 % para o conversor associado e 89,2 % para o conversor integrado em potência nominal.

**PALAVRAS-CHAVE** Conversor CC-CC não isolado, Elevado ganho estático, Conversor Boost modificado, Conversor SEPIC, Célula  $R^2P^2$ .

## High Step-up dc-dc Converters Based on the Association and the Integration of Modified Boost and SEPIC Converters

## ABSTRACT

This paper presents a study of two non-isolated DC-DC converter topologies with high static gain, based on the association and integration of modified Boost and SEPIC converters. The associated topology uses two controlled switches, while the integrated one employs only one. When performing the integration, the switching cell known as  $R^2P^2$  is obtained. The proposed converters achieve high voltage gains ( $> 8$ ), making them suitable for applications where a reduced number of components is desirable, common connection between input and output, simplifying the control and command circuit. The paper presents the details of the derivation of the topologies and the operating principle including the topological stages and main waveforms, in addition to the comparative analysis with similar converters previously proposed in the literature. To validate the analyses, two prototypes with a nominal power of 200 W, dimensioned to operate with an input voltage of 26 V and an output voltage of 260 V are presented. The converters operate at a switching frequency of 50 kHz, with an efficiency of 93.4 % for the associated converter and 89.2 % for the integrated converter at rated power.

## KEYWORDS

Non-isolated dc-dc converter, High static gain, Modified Boost converter, SEPIC converter,  $R^2P^2$  cell.

## 1. INTRODUÇÃO

Com a popularização das fontes de energias renováveis e a evolução dos sistemas de armazenamento de energia

elétrica, os conversores estáticos de energia elétrica em corrente contínua, conversores CC-CC, têm sido amplamente utilizados. Tipicamente, os níveis de tensão produ-

zido nesses sistemas são baixos e precisam ser convertidos em níveis maiores para poderem ser utilizados na alimentação de máquinas e equipamentos ou convertidos em tensões alternadas compatíveis com a rede elétrica local. Módulos fotovoltaicos, células a combustível e baterias são bons exemplos de sistemas que operam com baixos níveis de tensão CC (20 - 50 V) [1], [2].

Topologias de conversores convencionais, como o conversor Boost, tem o ganho limitado pelas perdas da estrutura a medida em que a razão cíclica se aproxima da unidade. Para superar essas limitações, uma grande diversidade de conversores CC-CC de alto ganho tem sido propostos na literatura nos últimos anos [2]–[6]. O uso de topologias isoladas não tem sido muito comum, pois geralmente essas estruturas requerem um número maior de dispositivos controlados ou ainda o emprego de circuitos adicionais para o grampeamento dos picos de tensão, decorrentes da presença da indutância de dispersão do transformador (ou indutor acoplado). Na literatura, é comum o emprego de quatro técnicas para se obter elevado ganho estático em conversores CC-CC unidirecionais não isolados, sendo elas: o capacitor chaveado [7], o indutor chaveado [6], o acoplamento magnético [8] e a associação de conversores [5].

A técnica de capacitor chaveado consiste na comutação de capacitores, de modo que, quando aplicada a um conversor, proporciona o aumento do ganho estático. O acréscimo de tensão obtido decorre exclusivamente da transferência de energia entre os capacitores, sem o uso de elementos magnéticos, o que constitui uma vantagem [7]. Como desvantagem, conversores baseados apenas em capacitores chaveados não permitem o controle da tensão ou da corrente de saída por meio da variação da razão cíclica. Por isso, é comum a associação desses conversores com conversores PWM (*Pulse Width Modulation*), originando os chamados conversores híbridos a capacitor chaveado [7], [9], [10].

Na técnica de indutores chaveados, utilizam-se indutores associados a diodos e/ou interruptores para formar uma célula de indutor chaveado. Algumas variações também incorporam capacitores à célula. Após sua definição, substitui-se o indutor original do conversor por essa célula. Para alcançar um elevado ganho estático, é comum carregar indutores em paralelo, com valores idênticos de indutância, e descarregá-los em série, por exemplo [11], [12]. A principal desvantagem dessa abordagem é a exigência de indutores com indutâncias rigorosamente iguais. Na prática, é necessário empregar circuitos auxiliares de comutação (*snubbers*) para mitigar os efeitos causados por variações paramétricas entre os indutores utilizados.

O acoplamento magnético é uma técnica que permite a redução do número de núcleos magnéticos, que geralmente são os componentes mais volumosos do leiaute da placa de potência. Com isso, os indutores da to-

pologia podem compartilhar um mesmo núcleo, o que contribui para a diminuição do peso e do volume do conversor. Além disso, é possível obter um ganho de tensão elevado ajustando-se adequadamente a relação de espiras e a razão cíclica [8], [13]–[15]. Por outro lado, o acoplamento magnético tende a introduzir problemas relacionados à indutância de dispersão, cuja mitigação nem sempre é trivial. Em alguns casos, o conversor pode apresentar desvantagens semelhantes às de topologias isoladas, como maior complexidade de projeto e aumento nas perdas.

Por último, a associação de conversores é uma técnica na qual, geralmente, são utilizadas topologias clássicas cujas saídas são conectadas em série, permitindo a soma dos ganhos estáticos individuais e, conseqüentemente, a obtenção de um ganho global elevado. A conexão das entradas pode ser feita em série ou em paralelo (entrelaçado [6], [16]), conforme os requisitos do projeto [17]. É comum o uso das denominações IPOS (*input-parallel and output-series*) e ISOS (*input-series and output-series*) para caracterizar essas configurações.

Nesse sentido, o cascadeamento ou integração de conversores do tipo Boost, Buck-Boost, SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductance Converter*) e Cúk modificados, utilizando indutores acoplados e/ou células multiplicadoras de tensão, têm sido o foco de diversos trabalhos recentes [2], [8], [13], [18]–[22].

Além do ganho elevado, em algumas aplicações, são desejáveis outras características complementares. Uma delas é que o polo negativo da tensão de entrada seja o mesmo em relação à tensão de saída, o que nem sempre é o caso quando se trata de conversores de alto ganho [3]. Por outro lado, existem topologias que utilizam dois ou mais interruptores. Em alguns casos, um desses interruptores pode estar localizado em um ponto flutuante [2], [11], [23], exigindo um circuito de comando apropriado, seja com o uso de técnicas como *bootstrap* ou circuito de comando isolado, podendo ser um fator limitante em aplicações de baixo custo.

Neste contexto, este trabalho propõe e analisa duas topologias de conversores CC-CC não isolados com elevado ganho estático, com base nos conversores Boost Modificado e SEPIC. A primeira usa os conversores associados em cascata e a segunda usa o conceito de integração de conversores [24], [25]. Em ambos os casos, obtêm-se topologias com reduzido número de componentes e simplicidade na implementação do circuito de comando e de controle, uma vez que existe um ponto comum entre os interruptores controlados, a fonte de entrada e a saída do conversor.

O trabalho está estruturado da seguinte forma: na Seção II é apresentada a derivação das topologias propostas. Em seguida, na Seção III é apresentado o princípio de operação dos conversores e suas principais formas de onda. Na Seção IV, é feita a análise em regime

permanente, onde são levantadas as principais equações de projeto e o ganho estático das estruturas. A Seção V apresenta os resultados experimentais enquanto a Seção VI é destinada à análise comparativa com outros conversores propostos na literatura. Por fim, as conclusões são apresentadas na Seção VII.

## II. DERIVAÇÃO DAS TOPOLOGIAS

A primeira topologia apresentada é derivada da associação em cascata dos conversores Boost Modificado e SEPIC, como apresentado na Fig. 1(a). O conversor Boost Modificado apresenta a seguinte alteração topológica: o capacitor de saída  $C_1$  é conectado no terminal positivo da fonte de tensão de entrada (enquanto o conversor Boost convencional tem o capacitor de saída conectado ao terminal negativo da fonte de tensão de entrada). Esta alteração reduz o valor de tensão nesse capacitor e a tensão de saída  $V_b$  passa a ser definida pela soma da tensão de entrada e do capacitor  $C_1$ .

De outro ponto de vista, observa-se que o conversor Boost Modificado tem a mesma estrutura topológica de um conversor Buck-Boost, sendo que a relação entre a tensão sobre  $C_1$  e a tensão de entrada é igual ao ganho estático do conversor Buck-Boost [19], [26], [27]. Porém, como a tensão que alimenta o conversor SEPIC é  $V_b$ , a relação entre esta tensão e a tensão de entrada  $V_{in}$  confere a este primeiro estágio a característica estática igual à do conversor Boost convencional. Desta forma, a tensão  $V_b$ , que alimenta o conversor SEPIC, é sempre igual ou maior que a tensão de entrada  $V_{in}$ .

Observando-se a conexão em cascata, percebe-se que ambos os interruptores comutam no mesmo instante e estão referenciados ao mesmo potencial. Logo, é possível substituir o interruptor  $S_1$  pelo diodo  $D_2$ , conforme destacado na Fig. 1(b), realizando a integração dos dois conversores. Desta forma, a estrutura proposta reduz o número de interruptores controlados e a topologia final é mostrada na Fig. 1(c). O arranjo formado por  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$ ,  $D_1$  e  $D_2$  é conhecido na literatura como célula  $R^2P^2$  [19] e, ao ser aplicada no conversor SEPIC, recebe o nome de SEPIC  $R^2P^2$  [28].

## III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Os conversores estáticos são tipicamente projetados para operar no modo de condução contínuo (MCC), descontínuo (MCD) ou crítico (MCCr). Embora o modo de condução descontínuo seja utilizado em algumas aplicações, o modo de condução contínuo é desejável, pois reduz o valor máximo da corrente nos dispositivos e facilita o controle do valor médio da corrente, tipicamente utilizado para a implementação de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), tornando-se menos sensível perante variações de carga [29]. Logo, ambas as topologias serão avaliadas considerando a operação em MCC.

Tanto a topologia associada quanto a topologia integrada possuem duas etapas de operação, resultando nos mesmos circuitos equivalentes para cada uma das etapas. Na Figura 2 são apresentadas as etapas de operação do conversor associado, enquanto na Figura 3 são apresentadas as etapas de operação do conversor integrado.

- 1) **Etapla 1** ( $t_0 < t < t_1$ ): no conversor associado a primeira etapa se inicia quando os dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são acionados (conforme a Figura 2 (a)). A corrente  $i_{L1}$  circula por  $S_1$  enquanto as correntes  $i_{L2}$  e  $i_{L3}$  circulam por  $S_2$ . Já no conversor integrado, a primeira etapa tem início quando o interruptor  $S$  é acionado. O diodo  $D_1$  encontra-se em bloqueio e  $D_2$  conduz com o interruptor  $S$ , o qual é responsável por conduzir a soma das três correntes  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  e  $i_{L3}$  (conforme a Figura 3 (a)). Nesta etapa, em ambos os conversores, os indutores são magnetizados. A tensão  $V_{in}$  é aplicada no indutor  $L_1$ . A tensão no indutor  $L_2$  é a soma de  $V_{in}$  e  $V_{C1}$ . O diodo conectado ao capacitor de saída encontra-se em bloqueio, fazendo com que o indutor  $L_3$  seja submetido à tensão do capacitor  $C_2$ . A carga é alimentada com a tensão do capacitor de saída  $C_0$ . Os capacitores são projetados para operar com

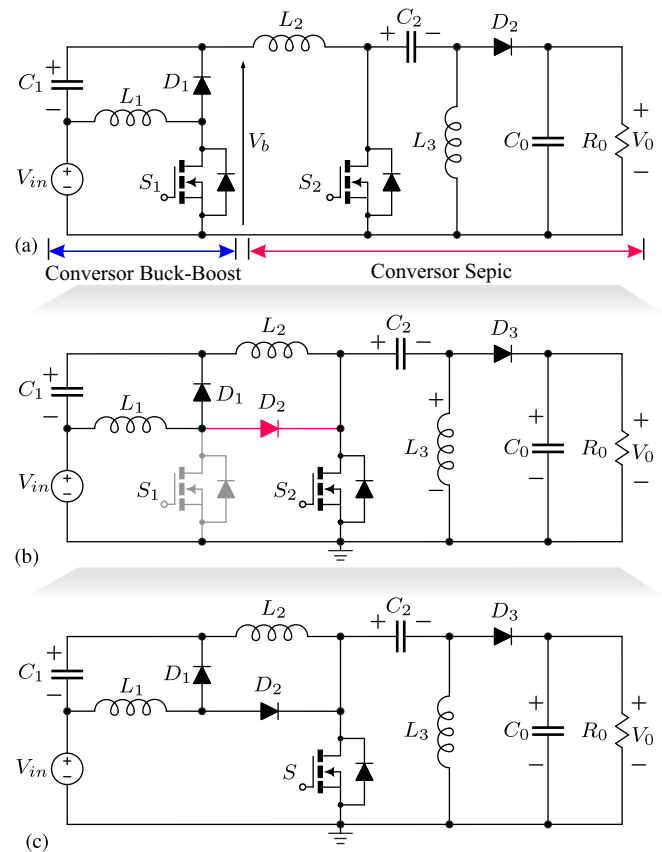


Figura 1. Derivação dos conversores propostos a partir da associação e da integração dos conversores Boost Modificado e SEPIC.

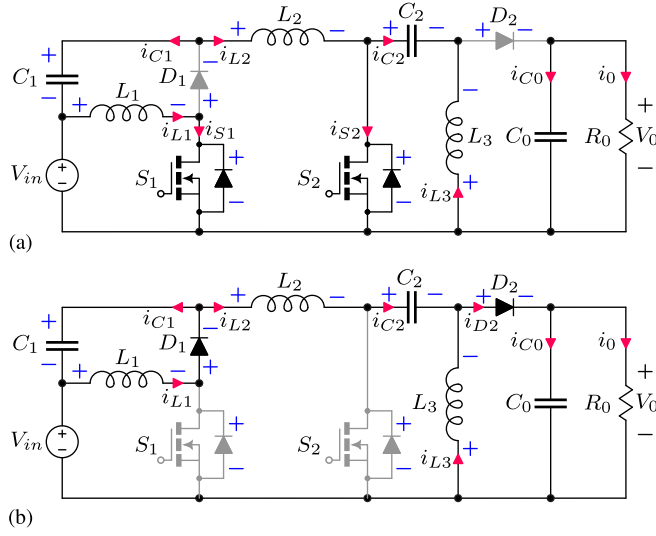


Figura 2. Estados topológicos do conversor associado. Em (a) a etapa de armazenamento com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  em condução, e (b) a etapa de transferência de energia com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  bloqueados.

tensão aproximadamente constante, com pequena ondulação.

- 2) **Etapa 2** ( $t_1 < t < t_2$ ): a segunda etapa se inicia após o bloqueio de ambos os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  no conversor associado e do interruptor  $S$  com o diodo  $D_2$  na topologia integrada. Este diodo impede que ocorra uma etapa de roda livre entre  $L_2$  e  $D_1$ . Em ambas as estruturas, o diodo  $D_1$  conduz a corrente  $i_{L1}$ , a qual se divide em duas parcelas  $i_{C1}$  e  $i_{L2}$ . A corrente  $i_{C2}$  é igual a corrente  $i_{L2}$ . No lado da carga, o diodo ( $D_2$  da topologia associada e  $D_3$  na topologia integrada), conduz a soma das correntes  $i_{C2}$  e  $i_{L3}$ . O valor médio da corrente deste diodo circula pela carga  $R_0$ , enquanto o excedente carrega o capacitor de saída  $C_0$ . Logo, esta etapa é caracterizada pela carga dos capacitores e transferência da energia armazenada nos indutores para o circuito de saída.

Tendo em vista a semelhança das etapas de operação dos conversores estudados, descritas anteriormente, as formas de ondas, apresentadas na Figura 4, bem como a análise teórica em regime permanente, consideram apenas o conversor integrado (SEPIC  $R^2P^2$ ).

#### IV. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

O objetivo desta seção é apresentar as principais equações de projeto do conversor proposto.

##### A. Esforços de Tensão nos Capacitores e Ganho Estático

Em regime permanente, o valor médio da tensão nos indutores em um período de comutação é nulo. Assim, aplicando o princípio de balanço volt-segundo [30] no

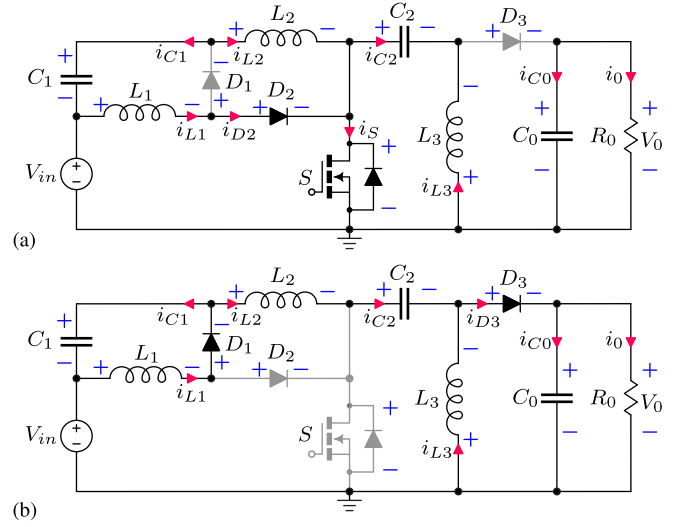


Figura 3. Estados topológicos do conversor integrado. Em (a) a etapa de armazenamento onde o interruptor está em condução, em (b) a etapa de transferência de energia onde o interruptor encontra-se bloqueado.

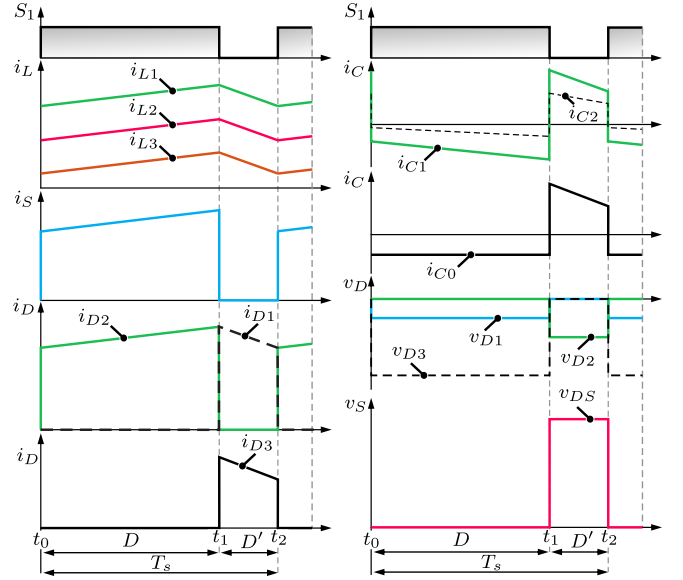


Figura 4. Formas de onda para operação em MCC.

indutor  $L_1$ , tem-se:

$$\overline{V_{L1}} = V_{in}D + (-V_{C1}) \cdot (1 - D) = 0. \quad (1)$$

Resolvendo 1, é possível determinar o valor da tensão no capacitor  $C_1$ :

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

De maneira análoga, analisando o indutor  $L_2$ , obtém-se a expressão que define a tensão no capacitor  $C_2$  em função da tensão de saída:

$$V_{C2} = \frac{1 - D}{D} V_0. \quad (3)$$

Por outro lado, observando o circuito, verifica-se também que o valor médio da tensão no capacitor  $C_2$  é dada

pela soma das tensões  $V_{in}$  e  $V_{C1}$ . Por último, fazendo o balanço volt-segundo no indutor  $L_3$  e com auxílio das equações 2 e 3, o ganho estático da estrutura é obtido:

$$M = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)^2}. \quad (4)$$

O ganho estático também poderia ser interpretado como o produto dos ganhos estáticos dos conversores Boost e SEPIC.

### B. Esforços de Tensão nos Semicondutores

Com relação aos esforços de tensão nos semicondutores, nota-se que durante a primeira etapa, com a condução do interruptor  $S$  e do diodo  $D_2$ , a tensão reversa sobre o diodo  $D_1$  será:

$$V_{D1} = V_{in} + V_{C1}. \quad (5)$$

Na segunda etapa, quando o diodo  $D_2$  encontra-se bloqueado, a tensão reversa que ele deve suportar será igual à tensão de saída  $V_0$ . Já o diodo  $D_3$  deverá suportar, na primeira etapa de operação, uma tensão reversa igual à:

$$V_{D3} = V_0 + V_{C2}. \quad (6)$$

Como pode ser observado durante a etapa 2, com  $D_3$  conduzindo a tensão  $V_{DS}$  no interruptor  $S$  é igual à soma de  $V_0$  com  $V_{C2}$ , ou seja, o mesmo esforço de tensão em relação à  $D_3$ , porém os esforços de tensão nos respectivos dispositivos ocorrem em etapas diferentes.

### C. Esforços de Corrente nos Semicondutores

O diodo  $D_1$  conduz a corrente do indutor  $L_1$  na segunda etapa, logo o valor médio da corrente é:

$$\overline{I_{D1}} = I_{in}(1-D). \quad (7)$$

O valor eficaz da corrente em  $D_1$  é obtido por:

$$I_{D1,ef} = I_{in}\sqrt{(1-D)}. \quad (8)$$

Na primeira etapa, a corrente  $i_{L1}$  circula pelo diodo  $D_2$  e o valor médio da corrente nesse diodo é igual à:

$$\overline{I_{D2}} = DI_{in}, \quad (9)$$

e o valor eficaz é definido por:

$$I_{D2,ef} = I_{in}\sqrt{D}. \quad (10)$$

O diodo  $D_3$  conduz durante a segunda etapa de operação. O valor médio da corrente  $i_{D3}$  circula pela carga, enquanto a parcela alternada presente em  $i_{D3}$  circula pelo capacitor de saída. Desta forma, o valor médio da corrente no diodo é definida como:

$$\overline{I_{D3}} = I_o, \quad (11)$$

e o valor eficaz da corrente  $i_{D3}$  é calculado por:

$$I_{D3,ef} = I_o\sqrt{\frac{1}{1-D}}. \quad (12)$$

Observando a primeira etapa de operação, percebe-se que a corrente no interruptor é a soma das correntes dos

três indutores durante a primeira etapa. O valor eficaz da corrente que circula pelo interruptor  $S$  é calculado por:

$$I_{S,ef} = I_{in}\frac{\sqrt{D}}{D}. \quad (13)$$

### D. Dimensionamento dos Indutores

O dimensionamento dos indutores pode ser feito com base nas formas de onda do conversor durante a primeira etapa de operação. Assim, o valor do indutor  $L_1$  é projetado para limitar a ondulação de corrente  $\Delta i_{L1}$  em função da tensão sobre o indutor, que é igual à tensão de entrada  $V_{in}$  na primeira etapa, e da frequência de comutação  $f_s$ , de modo que:

$$L_1 = \frac{V_{L1}\Delta t}{\Delta i_{L1}} = \frac{V_{in}D}{f_s\Delta i_{L1}}. \quad (14)$$

O valor médio da corrente no primeiro indutor  $\overline{I_{L1}}$  é igual ao valor da corrente média absorvida da fonte de entrada  $I_{in}$ , enquanto que o valor eficaz é:

$$I_{L1,RMS} = \sqrt{\frac{(\Delta i_{L1})^2}{12} + \overline{I_{L1}}^2}. \quad (15)$$

De maneira análoga, o valor do indutor  $L_2$  é obtido:

$$L_2 = \frac{(V_{in} + V_{C1})D}{f_s\Delta i_{L2}}. \quad (16)$$

O valor médio da corrente no segundo indutor  $\overline{I_{L2}}$  é igual à:

$$\overline{I_{L2}} = (1-D)I_{in}. \quad (17)$$

O valor eficaz  $I_{L2,RMS}$  será:

$$I_{L2,RMS} = \sqrt{\frac{(\Delta i_{L2})^2}{12} + \overline{I_{L2}}^2}. \quad (18)$$

Considerando que a tensão  $V_{C2}$  é aplicada no indutor  $L_3$  durante a primeira etapa, o valor da indutância será definido por:

$$L_3 = \frac{(V_{C2})D}{f_s\Delta i_{L3}}. \quad (19)$$

O valor médio da corrente no terceiro indutor  $\overline{I_{L3}}$  é igual à:

$$\overline{I_{L3}} = (1-D)I_{in}, \quad (20)$$

e o valor eficaz:

$$I_{L3,RMS} = \sqrt{\frac{(\Delta i_{L3})^2}{12} + \overline{I_{L3}}^2}. \quad (21)$$

### E. Dimensionamento dos Capacitores

Em regime permanente, o valor médio da corrente nos capacitores é nula. Na primeira etapa, a corrente que circula pelo capacitor  $C_1$  é a mesma do indutor  $L_2$ . Assim, o capacitor  $C_1$  é calculado por:

$$i_{C1} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{\Delta t} \rightarrow C_1 = \frac{I_{L2}D}{f_s\Delta V_{C1}}. \quad (22)$$



Tabela 1. Especificações elétricas e componentes do protótipo

Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada	26 V
Tensão de Saída	260 V
Potência Nominal	200 W
Frequência de Comutação	50 kHz
Indutor $L_1$	76 $\mu$ H
Indutor $L_2$	1 mH
Indutor $L_3$	3 mH
Capacitor $C_1$	3 $\mu$ F
Capacitor $C_2$	3 $\mu$ F
Capacitor $C_0$	2 $\mu$ F

Conversor Associado	
Interruptor $S_2$	IPW65R019C7 - 650 V - 19 m $\Omega$
Interruptor $S_1$	TK100E10N1 - 100 V - 2,8 m $\Omega$
Diodo $D_1$	SBR60A300PT - 300 V - 60 A
Diodo $D_2$	C3D03060 - 600 V - 3 A

Conversor Integrado	
Interruptor $S$	IPW65R019C7 - 650 V - 19 m $\Omega$
Diodo $D_1$	STPS20200C - 200 V - 20 A
Diodo $D_2$	SBR20A300 - 300 V - 20 A
Diodo $D_3$	C3D03060 - 600 V - 3 A

De maneira análoga, a corrente que circula pelo capacitor  $C_2$  na primeira etapa é a mesma do indutor  $L_3$ . Logo, o valor da capacitância  $C_2$  é obtido por:

$$C_2 = \frac{I_{L3}D}{f_s \Delta V_{C2}}. \quad (23)$$

Por fim, o capacitor de saída é dado por:

$$C_0 = \frac{I_0 D}{f_s \Delta V_0}. \quad (24)$$

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Visando verificar o desempenho dos conversores propostos a partir de resultados experimentais, foram desenvolvidos dois protótipos, construídos com base nos parâmetros e especificações de projeto apresentados na Tabela 1. Na parte superior da tabela são apresentados os parâmetros comuns entre os dois conversores. Ambos os protótipos foram testados utilizando os mesmos indutores e capacitores, com o objetivo de tornar a comparação dos resultados mais consistente. O conversor associado permite o uso de um interruptor ( $S_1$ ) de baixa tensão e com menor resistência em condução. Por outro lado, o interruptor  $S$  na topologia integrada precisa suportar uma tensão de bloqueio igual à do interruptor  $S_2$  na topologia associada.

O protótipo do conversor integrado com a célula  $R^2P^2$  é ilustrado na Figura 5, enquanto o conversor associado é ilustrado na Figura 6. Nota-se que ambos os protótipos possuem as mesmas dimensões.

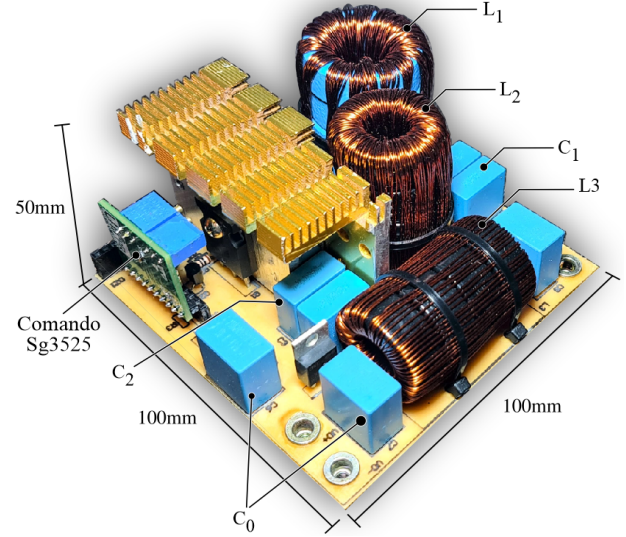


Figura 5. Foto do protótipo do conversor integrado com a célula  $R^2P^2$  e dimensões de 10 cm x 10 cm x 5 cm. Densidade de potência 0,4 W/cm<sup>3</sup>.

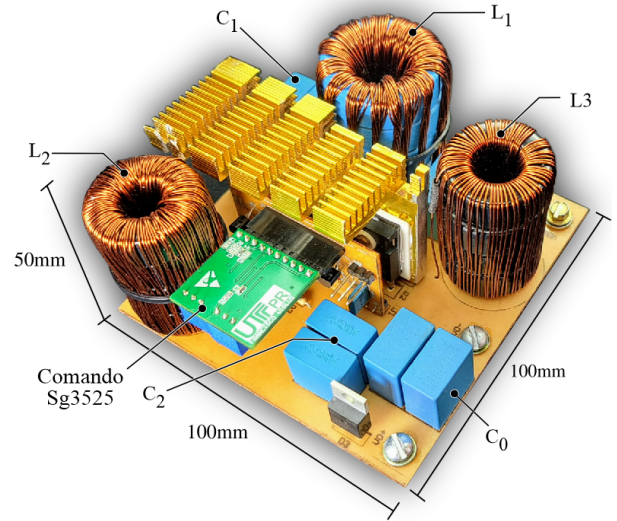


Figura 6. Foto do protótipo do conversor associado, com dimensões de 10 cm x 10 cm x 5 cm. Densidade de potência 0,4 W/cm<sup>3</sup>.

As principais formas de onda de tensão da topologia integrada usando a célula  $R^2P^2$  são apresentadas na Figura 7. Observa-se que a figura contém duas janelas. Na janela superior, é possível observar as tensões de entrada ( $v_{in}$ ), em torno dos 26 V, e de saída ( $v_o$ ), em torno de 260 V, além da tensão no primeiro estágio, dada pela soma da tensão de entrada e do capacitor  $C_1$ . Na janela inferior, tem-se a tensão no interruptor  $S$ .

Na Figura 8, são apresentadas em detalhes as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor  $S$ . Todas as formas de onda de corrente nos interruptores foram mensuradas utilizando transformadores de corrente modelo PA1005 com relação de espiras de 1:100. No secundário do transformador foi utilizado um resistor e

um diodo zener de 5 V, responsável por desmagnetizar o núcleo do transformador na segunda etapa de operação do conversor, justificando o aparecimento do nível de corrente negativo nas formas de onda de corrente apresentadas.

A Figura 9 apresenta a comparação entre os resultados experimentais em relação aos resultados de simulação numérica, obtidos no simulador LTspice, considerando os modelos disponibilizados pelos fabricantes dos semicondutores. A Figura 9(a) apresenta a corrente no interruptor, enquanto na Figura 9(b) é apresentada em detalhes a transição da tensão durante o bloqueio do interruptor. Exceto pelas indutâncias parasitas do protótipo que contribuem na limitação da taxa de variação da corrente e geram ruídos de altas frequências, os resultados obtidos são coerentes. Nota-se que durante o bloqueio, o interruptor permanece momentaneamente no patamar ( $v_{in} + v_{C1}$ ) antes de excursionar até a tensão de bloqueio do interruptor ( $v_o + v_{C2}$ ). Esse fenômeno é devido principalmente ao efeito de recuperação reversa do diodo.

Na Figura 10 são apresentadas as principais formas de onda de tensão para o conversor associado. Na janela superior, é possível observar as tensões de entrada ( $v_{in}$ ), em torno dos 26 V, e de saída ( $v_o$ ), em torno de 260 V, além da tensão no primeiro estágio, dada pela soma da tensão de entrada e do capacitor  $C_1$ . Na janela inferior, têm-se as tensões nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

As formas de onda das tensões e correntes nos interruptores do conversor associado são apresentadas na Figura 11. Observa-se que os interruptores conduzem ao mesmo tempo, com o mesmo pulso de comando.

Uma análise comparativa das curvas de rendimento é apresentada na Figura 12. O conversor associado apresentou rendimento superior ao conversor integrado em toda a faixa de operação. Em potência nominal, o conversor associado apresentou um rendimento de 93,4 % enquanto o conversor integrado 89,2 %.

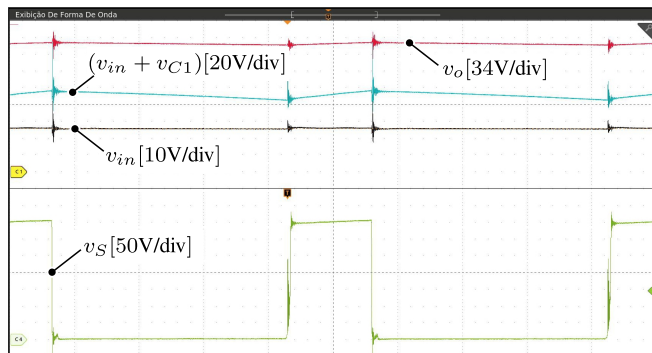


Figura 7. Principais formas de onda de tensão para o conversor integrado com a célula  $R^2P^2$ . Na janela superior são mostradas as formas de onda da tensão de saída  $v_o$ , a tensão do primeiro estágio  $v_b = (v_{in} + v_{C1})$  e a tensão de entrada  $v_{in}$ . Na janela inferior é mostrada a forma de onda de tensão no interruptor  $S$ .

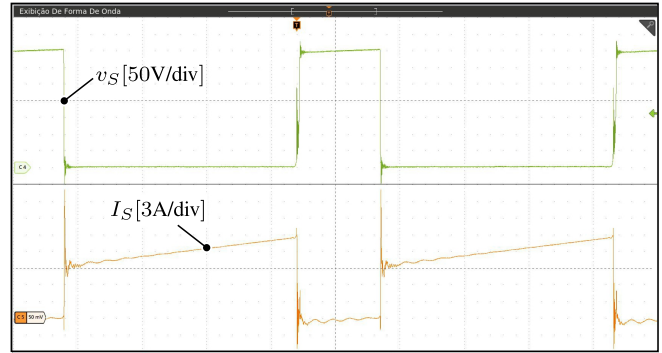


Figura 8. Formas de onda detalhada da tensão e corrente no interruptor do conversor integrado, com a célula  $R^2P^2$ .

Nota-se que o conversor associado apresenta uma curva de rendimento mais plana com o aumento da potência, enquanto o conversor integrado  $R^2P^2$  sofre uma queda de rendimento mais expressiva. Conforme demonstrado em [40], a curva de rendimento de um conversor pode ser interpretada como sendo a soma de três parcelas.

A primeira é composta pelas perdas em comutação, no núcleo dos indutores e circuitos auxiliares. Essa parcela é a principal responsável pelo baixo rendimento quando o conversor opera com baixa potência. Observa-se na Figura 12 que, para baixas potências, ambas as curvas possuem uma inclinação semelhante. No entanto, o conversor integrado possui apenas um interruptor que é submetido a uma tensão de bloqueio maior. Além disso, a corrente dos três indutores circula por esse interruptor na primeira etapa, fazendo com que mesmo em baixa carga

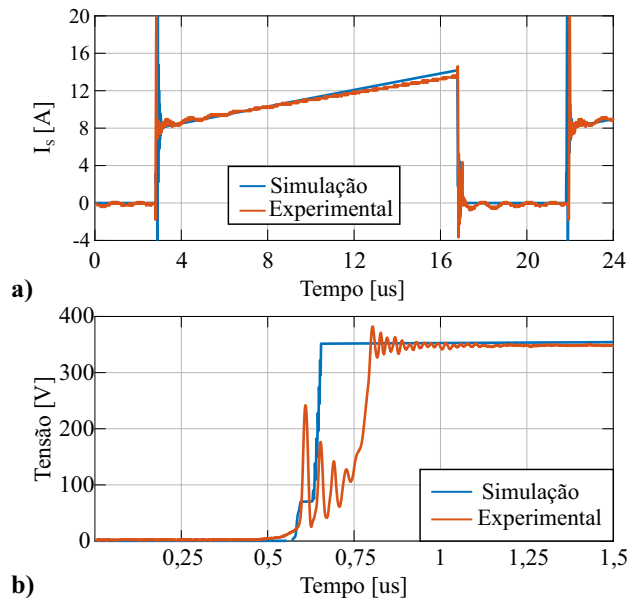


Figura 9. Comparação entre resultados de simulação e experimentais. Em (a) a corrente no interruptor e em (b) a tensão no interruptor durante o bloqueio.

Tabela 2. Comparação entre os conversores propostos e outras topologias de conversores similares

Ref.	Ano	Componentes						Ganho	$V_{S,max}$ $(V_S/V_i)$	Dados Experimentais Apresentados					
		S	D	I	IA	C	Total			$f_S$ [kHz]	$P_0$ [W]	$V_0/V_i$ [V]	Ganho	$\eta$ [%]	SC
[8]	2024	2	3	1	1	5	12	$\frac{2+n+D(1+n)}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	100	200	450/30	15	94,5	X
[13]	2019	1	4	1	1	5	12	$\frac{1+2n-D(n-1)}{(1-D)^2}$	$\frac{M-n+1}{n+2}$	40	180	250/18	13,88	94,3	✓
[11]	2018	2	2	3	0	3	10	$\frac{1+3D}{1-D}$	$\frac{M}{(1+3D)}$	50	200	260/20	13	94,27	X
[27]	2023	2	4	2	0	4	12	$\frac{2}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	100	200	384/12	32	94,2	✓
[31]	2024	1	7	3	0	5	16	$\frac{3}{(1-D)^2}$	$\frac{2}{(1-D)^2}$	50	150	386/48	8,04	94	✓
[14]	2025	1	5	1	1	4	12	$\frac{2+n(3+n)}{(1+n)(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	50	300	400/24	16,66	93,8	✓
C.A.	2025	2	2	3	0	3	10	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	50	200	260/26	10	93,40	✓
[25]	2017	1	4	4	2	1	12	$\frac{nD+1}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	100	250	240/30	8	93	✓
[12]	2023	3	4	2	0	3	12	$\frac{2(1+D_1)}{(1-D_1-D_2)}$	$\frac{(1+D_1)}{(1-D_1-D_2)}$	50	160	400/20	20	92,3	X
[32]	2014	1	3	1	1	4	10	$\frac{n+2}{(1-D)^2}$	$\frac{M}{n+1}$	24	100	300/15	20	92,20	✓
[15]	2024	1	4	1	1	5	12	$\frac{1+2nD+D}{1-D}$	$\frac{M}{1+2nD+D}$	100	140	220/14,8	14,86	91,84	✓
[10]	2024	2	4	2	0	4	12	$\frac{2}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	35	400	400/40	10	91,8	✓
[33]	2015	2	7	4	0	1	14	$\frac{1+3D}{1-D}$	$\frac{M+1}{2}$	50	200	200/20	10	91,4	X
[34]	2024	1	4	3	0	4	16	$\frac{1+D}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	50	200	152/16	9,5	90,3	✓
[35]	2023	1	5	4	0	6	16	$\frac{1+2D-2D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	50	200	222/24	9,25	90	✓
[16]	2025	2	4	3	0	3	12	$\frac{(1+D)}{(1-D)^2}$	$\frac{V_0-D}{(1-D)^2}$	50	200	436,7/50	8,62	90	X
C.I.	2025	1	3	3	0	3	10	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	50	200	260/26	10	89,20	✓
[36]	2021	1	6	3	0	6	16	$\frac{3-D}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)}$	50	140	100/10	10	89	✓
[37]	2020	1	5	3	0	3	12	$\frac{2}{(1-D)^2}$	$\frac{2}{(1-D)^2}$	100	85	220/24	9,16	85,4	✓
[38]	2023	2	4	2	0	4	12	$\frac{3-D}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)}$	10	150	80/12	6,67	85	X
[25]	2017	2	2	2	0	2	8	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	100	250	240/30	8	83,05	✓
[39]	2017	1	4	3	0	4	12	$\frac{(1+D)}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	100	300	220/24	9,16	82	✓

- S: Interruptores, D: Diodos, I: Indutores, IA: Indutores Acoplados, C: Capacitores, SC: Source Comum.  
- C.A.: Conversor Associado, C.I.: Conversor Integrado.

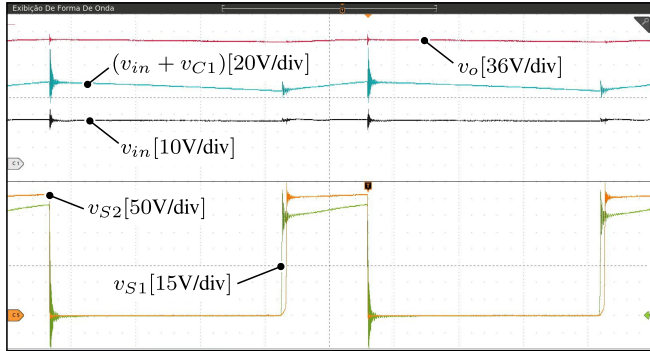


Figura 10. Principais formas de onda de tensão do conversor associado. Na janela superior são mostradas as formas de onda da tensão de saída  $v_o$ , a tensão do primeiro estágio  $v_b = (v_{in} + v_{C1})$  e a tensão de entrada  $v_{in}$ . Na janela inferior são mostradas as formas de onda de tensão nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

a corrente no instante da comutação seja mais elevada. Adicionalmente, é comum que interruptores capazes de suportar tensões de bloqueio mais elevadas, tendem a apresentar uma maior resistência de condução  $R_{DS,on}$ .

A segunda parcela é linearmente dependente da potência na carga, decorrente da queda de tensão direta de diodos e transistores. Essa parcela de perdas é notável no conversor integrado que utiliza um maior número de diodos pelos quais circulam correntes elevadas, justificando particularmente a queda de rendimento máximo que ocorre na região central da curva.

Por fim, a terceira parcela de perdas está associada aos elementos resistivos, cujas perdas dependem do quadrado da corrente e, conseqüentemente, da potência de saída. Entre os elementos do conversor que são afetados por esse tipo de perdas, destacam-se a resistência de condução dos MOSFETs e perdas no cobre em geral. Como no conversor integrado o interruptor conduz uma corrente mais elevada e possui uma resistência de condução maior, o impacto dessa parcela de perdas torna-se mais evidente à medida que a potência processada aumenta, fazendo com que o rendimento diminua com o aumento da potência.

Para complementar a análise, a Figura 13 apresenta a distribuição das perdas nos elementos do conversor em condição de potência nominal. O conversor associado



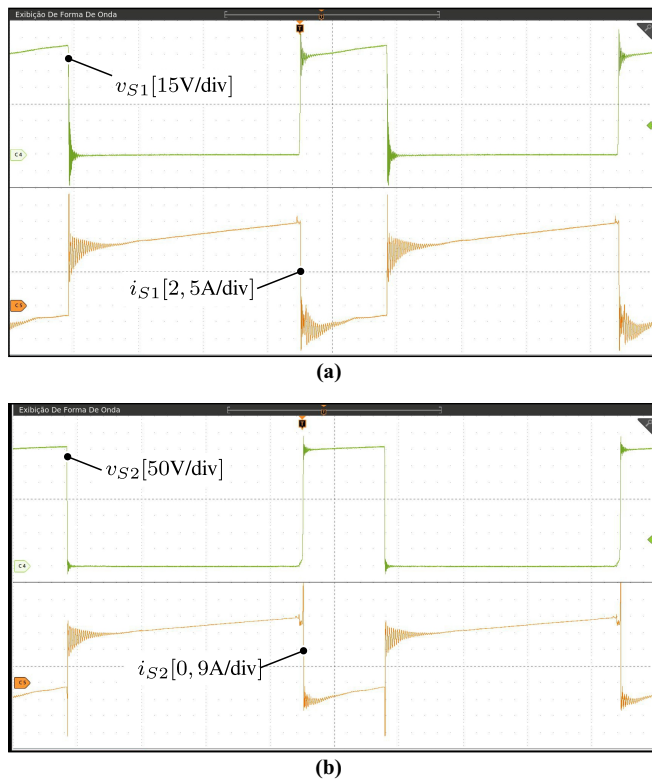


Figura 11. Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores do conversor associado. Em (a) no interruptor  $S_1$  e (b) no interruptor  $S_2$ .

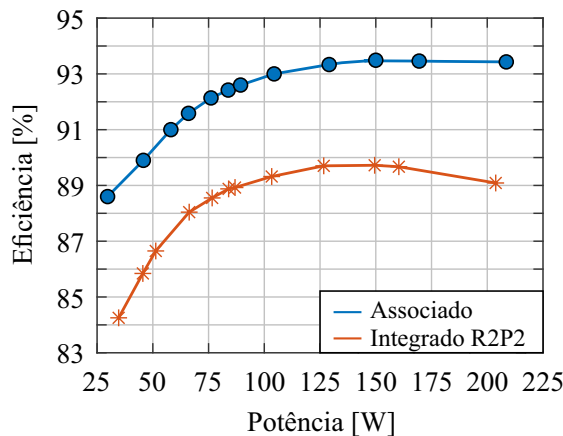


Figura 12. Curva de rendimento dos conversores em função da potência de saída.

permite o uso de um interruptor de baixa tensão, o qual apresenta melhores características de condução. Além disso, a redução do número de diodos contribui para a redução das perdas em condução.

## VI. ANÁLISE COMPARATIVA

Esta seção apresenta a comparação qualitativa do conversor proposto com algumas das topologias propostas recentemente na literatura, tendo em vista que apesar de existirem semelhanças nas especificações de projeto, cada topologia possui parâmetros específicos tais como:

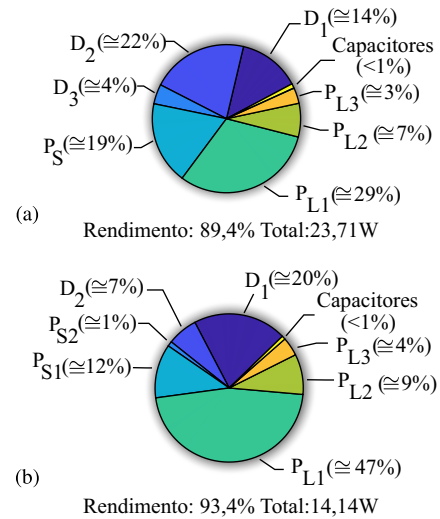


Figura 13. Distribuição teórica das perdas no conversor. Em (a) para o conversor integrado  $R^2P^2$  e (b) para o conversor associado.

frequência de comutação, tensão de entrada e de saída entre outros, tornando injusta em muitos casos, uma comparação direta. Na Tabela 2 são apresentadas as principais características dos conversores de alto ganho ( $\geq 8$ ) encontrados na literatura e que apresentam resultados experimentais.

Nos conversores de alto ganho é comum o uso de indutores acoplados. Embora esses elementos contribuam para elevar o ganho de uma topologia, existe uma limitada variedade deste tipo de elemento disponível comercialmente, exigindo muitas vezes um processo de fabricação customizado, que pode impactar no custo do conversor. Por outro lado, muitas vezes são necessários circuitos auxiliares para lidar com sobretensões nos semicondutores devido à presença da indutância de dispersão. Além disso, a maioria dessa classe de conversores utiliza uma significativa quantidade de componentes, conforme observado na Tabela 2.

Em relação ao número de componentes, é possível observar que os conversores propostos apresentam reduzido número de componentes quando comparados a outras soluções. Entre as 22 topologias listadas, os conversores propostos ficam em segundo lugar, juntamente com a topologia proposta em [11]. As curvas de ganho de tensão são comparadas por meio da Figura 14. No quesito ganho de tensão, ambos os conversores são capazes de operar com ganhos da ordem de até 15 vezes, considerando que, na prática, todos os conversores apresentam perdas que afetam a curva de ganho com razões cíclicas elevadas, tipicamente maiores que 0,8.

Tratando-se dos esforços de tensão no interruptor, os conversores propostos, apresentam o mesmo esforço dos conversores [10], [13], [14], [25], [27], [34], [35], [39]. O comportamento do esforço de tensão no interruptor em função da razão cíclica para as principais topologias

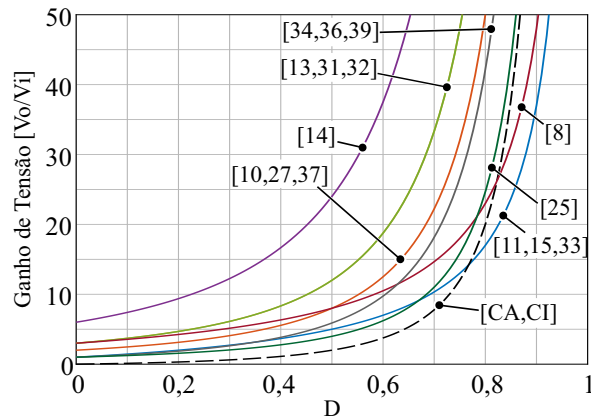


Figura 14. Curva de ganho em função da razão cíclica dos conversores de elevado ganho propostos na literatura.

é apresentado na Figura 15. Entre as sete primeiras topologias, o conversor associado fica entre os quatro primeiros, juntamente com as topologias propostas por [14], [25].

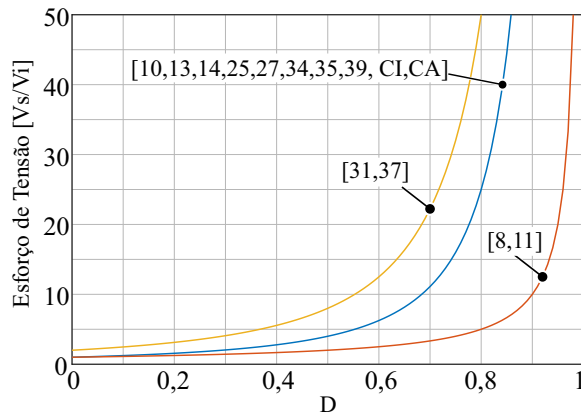


Figura 15. Esforço de tensão no interruptor em função da razão cíclica.

O rendimento obtido pelo conversor associado é competitivo com outras soluções que também empregam dois interruptores, com a vantagem de estarem conectados no ponto de menor potencial, comum entre a tensão de entrada e saída, além de utilizarem o mesmo sinal de comando, simplificando significativamente o circuito de acionamento. Observa-se na Tabela 2 que o conversor associado fica entre as sete primeiras topologias com maior rendimento. Nota-se que alguns dos resultados experimentais consideram tensões de entrada mais elevadas. Sabe-se que tensões de entrada mais elevadas se refletem em menores correntes. Logo, é possível que o conversor proposto apresente maior eficiência operando com tensões de entrada de 30 ou 40 V, como utilizado nos trabalhos [8], [31]. Essa comparação não foi realizada devido à limitação dos componentes disponíveis.

Na comparação com outras soluções que empregam um interruptor único, o conversor integrado se apresenta como uma solução com rendimento comparável ao

conversor apresentado em [34], [35], utilizando menos componentes e facilitando a sua implementação. Em termos de volume, ambos os protótipos desenvolvidos neste trabalho possuem as mesmas dimensões daquele apresentado em [11].

## VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o estudo de dois conversores CC-CC não isolados de elevado ganho estático baseados na associação e na integração dos conversores Boost Modificado e SEPIC. Os conversores apresentam reduzido número de componentes e possuem a vantagem de terem os interruptores controlados referenciados ao mesmo potencial da fonte de tensão de entrada e da saída do conversor.

O conversor integrado apresenta um único interruptor controlado, o que lhe confere atratividade para aplicações de baixo custo. Entretanto, observa-se que o rendimento da estrutura é penalizado, sendo obtido um rendimento máximo de aproximadamente 90 % e 89,2 % em potência nominal.

O conversor associado possui dois interruptores controlados, acionados com o mesmo pulso de comando. Porém, pode operar com rendimento elevado em uma boa faixa de operação, sendo obtido um rendimento máximo de 93,4 %, na potência nominal.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com o 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, 423405/2018-7, 425155/2018-8, 308776/2018-6; CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1. Os autores também agradecem à Universidade Tecnológica Federal do Paraná pela bolsa de Mestrado concedida ao Engenheiro André Miguel Senderski.

## CONTRIBUIÇÃO DOS AUTORES

**A.M.SENDERSKI:** Conceitualização, Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **F.J.VIGLUS:** Conceitualização, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **M.L.S.MARTINS:** Conceitualização, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **C.H.I.FONT:**

Conceitualização, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição.

## PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

## DISPONIBILIDADE DE DADOS

Os dados utilizados nesta pesquisa estão disponíveis no corpo do documento.

## Referências

- [1] W. Li, X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239–1250, 2011, doi:10.1109/TIE.2010.2049715.
- [2] L. Schmitz, A. I. Pereira, R. G. A. Cacao, D. C. Martins, R. F. Coelho, "Conversor CC-CC de Alto Ganho Baseado no Conversor uk com Indutor Acoplado e Multiplicadores de Tensão", *Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 3, p. 267276, Sep. 2019, doi:10.18618/REP.2019.3.0020, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/281>.
- [3] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, "Step-Up DCDC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017, doi:10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [4] H. Tarzamani, H. S. Gohari, M. Sabahi, J. Kyyrä, "Nonisolated High Step-Up DCDC Converters: Comparative Review and Metrics Applicability", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 582–625, 2024, doi:10.1109/TPEL.2023.3264172.
- [5] J. M. de Andrade, M. A. Salvador, R. F. Coelho, T. B. Lazzarin, "Metodologia para derivação de conversores cc-cc elevadores de alto ganho baseados em conexões diferenciais", *Eletrônica de Potência*, vol. 29, p. e202409, Apr. 2024, doi:10.18618/REP.2024.1.0003, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/911>.
- [6] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, T. B. Lazzarin, "Comparação Entre Três Conversores CC-CC Não-Isolados de Elevado Ganho Estático Derivados do Conversor Boost", *Eletrônica de Potência*, vol. 28, no. 3, p. 216227, Jul. 2023, doi:10.18618/REP.2023.3.0006, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/4>.
- [7] I. Barbi, "Conversores a capacitor chaveado", Florianópolis, SC. Edição do Autor, 2019.
- [8] F. I. Kravetz, R. Gules, "Modified Sepic ZVRT Converter With Serial Magnetic Coupling and Voltage Multiplier Cell", *Eletrônica De Potência*, vol. 29, 2024, doi:https://doi.org/10.18618/REP.2005.1.013018.
- [9] R. Stala, M. Chojowski, Z. Waradzyn, A. Mondzik, S. Folmer, A. Penczek, A. Skaa, S. Piróg, "High-Gain Switched-Capacitor DC-DC Converter With Low Count of Switches and Low Voltage Stress of Switches", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 114267–114281, 2021, doi:10.1109/ACCESS.2021.3104399.
- [10] Z. Li, J. Liu, N. Yang, G. Ying, J. Zeng, "Dual-Working-Modes-Based Common Grounded Nonisolated DCDC Converter With a Wide Voltage-Gain Range for Photovoltaic Applications", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 39, no. 2, pp. 1088–1102, 2024, doi:10.1109/TEC.2023.3330469.
- [11] M. A. Salvador, T. B. Lazzarin, R. F. Coelho, "High Step-Up DCDC Converter With Active Switched-Inductor and Passive Switched-Capacitor Networks", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5644–5654, 2018, doi:10.1109/TIE.2017.2782239.
- [12] F. Mumtaz, N. Z. Yahaya, S. T. Meraj, N. S. S. Singh, G. E. M. Abro, "A Novel Non-Isolated High-Gain Non-Inverting Interleaved DCDC Converter", *Micromachines*, vol. 14, no. 3, 2023, doi:10.3390/mi14030585, URL: <https://www.mdpi.com/2072-666X/14/3/585>.
- [13] S. Hasanpour, A. Baghrmian, H. Mojallali, "A Modified SEPIC-Based High Step-Up DCDC Converter With Quasi-Resonant Operation for Renewable Energy Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3539–3549, 2019, doi:10.1109/TIE.2018.2851952.
- [14] F. Falahi, M. Nikbakht, E. Babaei, "A Single-Switch Non-Isolated Ripple-Less Step-Up DC-DC Converter With Ultra-High Gain Capability", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 3, pp. 4244–4254, 2025, doi:10.1109/TPEL.2024.3499323.
- [15] A. V. C. Pereira, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, F. Bradaschia, C. A. Caldeira, E. A. O. Barbosa, "Família de conversores c.c./c.c. de alto ganho com chave única", *Eletrônica de Potência*, vol. 29, p. e202410, May 2024, doi:10.18618/REP.2024.1.0001, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/913>.
- [16] D. Ferreira, A. Cordeiro, P. Gambôa, L. Rocha, F. Barata, J. Fernando Silva, J. F. Martins, V. Fernão Pires, "Interleaved Quadratic Boost DC-DC Converter with Extended Voltage Gain and Reduced Switch Voltage Stress for Photovoltaic Applications [version 1; peer review: awaiting peer review]", *Open Research Europe*, vol. 5, no. 55, 2025, doi:10.12688/openresearch.19625.1.
- [17] A. M. S. S. Andrade, L. Schuch, H. L. Hey, M. L. d. S. Martins, "Conversor Boost Quadrático em Serie com o Conversor Zeta para Aplicação de Alto Ganho de Tensão", *Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 4, p. 274284, Dec. 2016, doi:10.18618/REP.2016.4.2628, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/308>.
- [18] Y.-m. Ye, K. W. Eric Cheng, "Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress", *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1162–1170, 2014, doi:https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0205, URL: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2013.0205>.
- [19] J. A. MORALES-SALDANA, et al., "Modelling and control of a dc/dc quadratic boost converter with  $R^2P^2$ ", *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 11–22, 2014, doi:https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0749.
- [20] R. Moradpour, H. Ardi, A. Tavakoli, "Design and Implementation of a New SEPIC-Based High Step-Up DC/DC Converter for Renewable Energy Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1290–1297, 2018, doi:10.1109/TIE.2017.2733421.
- [21] H. Ardi, A. Ajami, "Study on a High Voltage Gain SEPIC-Based DCDC Converter With Continuous Input Current for Sustainable Energy Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10403–10409, 2018, doi:10.1109/TPEL.2018.2811123.
- [22] R. Rajesh, N. Prabakaran, E. Hossain, "Design and Analysis of a New High Step-Up Converter Using Switched-Inductor-Capacitor Voltage Multiplier Cells for Photovoltaic Application", *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, pp. 1–1, 2023, doi:10.1109/JEDS.2023.3337517.
- [23] M. A. Salvador, J. M. de Andrade, T. B. Lazzarin, R. F. Coelho, "Nonisolated High-Step-Up DCDC Converter Derived from Switched-Inductors and Switched-Capacitors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8506–8516, 2020, doi:10.1109/TIE.2019.2949535.
- [24] T.-F. Wu, Y.-K. Chen, "A systematic and unified approach to modeling PWM DC/DC converters based on the graft scheme", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 1, pp. 88–98, fev 1998, doi:10.1109/41.661309.
- [25] A. M. S. S. Andrade, M. L. d. S. Martins, "Quadratic-Boost With Stacked Zeta Converter for High Voltage Gain Applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 4, pp. 1787–1796, 2017, doi:10.1109/JESTPE.2017.2706220.
- [26] I. Barbi, "Modelagem de Conversores CC-CC empregando Modelo Médio em Espaço de Estados", Florianópolis, SC.

- Edição do Autor, 2015, URL: <https://ivobarbi.com.br/livro-modelagem-de-conversores-cc-cc/>.
- [27] H. J. Farahani, M. Rezvanyvardom, A. Mirzaei, "Non-isolated high step-up DCDC converter based on switched-inductor switched-capacitor network for photovoltaic application", *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 17, no. 3, pp. 716–729, 2023, doi:<https://doi.org/10.1049/gtd2.12700>, URL: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/gtd2.12700>.
  - [28] A. M. Senderski, M. L. S. S. Martins, C. H. Illa Font, "Conversor CC-CC SEPIC com Célula R2P2 para Aplicações com Elevado Ganho Estático.", *Congresso Brasileiro de Automática - CBA*, vol. 2, no. 1, dec 2020.
  - [29] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A - Z (Second Edition)*, 2nd ed., Newnes, Oxford, 2012, doi:<https://doi.org/10.1016/B978-0-12-386533-5.00001-2>.
  - [30] R. Erickson, D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer International Publishing, 2020.
  - [31] H.-D. Liu, A. S. Jana, C.-H. Lin, "An Improved High Gain Continuous Input Current Quadratic Boost Converter for NextGeneration Sustainable Energy Application", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 71, no. 5, pp. 2839–2843, 2024, doi:10.1109/TCSII.2022.3233555.
  - [32] R. Gules, W. M. dos Santos, F. A. dos Reis, E. F. R. Romaneli, A. A. Badin, "A Modified SEPIC Converter With High Static Gain for Renewable Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5860–5871, 2014, doi:10.1109/TPEL.2013.2296053.
  - [33] Y. Tang, D. Fu, T. Wang, Z. Xu, "Hybrid Switched-Inductor Converters for High Step-Up Conversion", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1480–1490, 2015, doi:10.1109/TIE.2014.2364797.
  - [34] R. Rajesh, N. Prabakaran, T. K. Santhosh, R. Vadivel, N. Gunasekaran, "A Closed-Loop Using Sampled-Data Controller for a New Nonisolated High-Gain DCDC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 7, pp. 7901–7912, 2024, doi:10.1109/TPEL.2024.3382597.
  - [35] R. Rajesh, N. Prabakaran, T. K. Santhosh, "Design and Analysis of a Non-Isolated DC-DC Converter With a High-Voltage Conversion Ratio", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 70, no. 6, pp. 2036–2041, 2023, doi:10.1109/TCSII.2022.3226187.
  - [36] T. Rahimi, L. Ding, H. Gholizadeh, R. S. Shahrivar, R. Faraji, "An Ultra High Step-Up DCDC Converter Based on the Boost, Luo, and Voltage Doubler Structure: Mathematical Expression, Simulation, and Experimental", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 132011–132024, 2021, doi:10.1109/ACCESS.2021.3115259.
  - [37] M. Rezaie, V. Abbasi, "Effective combination of quadratic boost converter with voltage multiplier cell to increase voltage gain", *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 11, pp. 2322–2333, 2020, doi:<https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1070>, URL: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2019.1070>.
  - [38] N. Subhani, Z. May, M. K. Alam, I. Khan, M. A. Hossain, S. Mamun, "An Improved Non-Isolated Quadratic DC-DC Boost Converter With Ultra High Gain Ability", *IEEE Access*, vol. 11, pp. 11350–11363, 2023, doi:10.1109/ACCESS.2023.3241863.
  - [39] J. Leyva-Ramos, R. Mota-Varona, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, D. Langarica-Cordoba, "Control Strategy of a Quadratic Boost Converter With Voltage Multiplier Cell for High-Voltage Gain", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 4, pp. 1761–1770, 2017, doi:10.1109/JESTPE.2017.2749311.
  - [40] J. W. Kolar, F. Krismer, Y. Lobsiger, J. Muhlethaler, T. Nussbaumer, J. Minibock, "Extreme efficiency power electronics",

in *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, pp. 1–22, 2012.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**André Miguel Senderski** nasceu em Irati, Paraná, Brasil, em 1993. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, em 2019 e 2023, respectivamente. É professor da Federação das Indústrias do Estado do Paraná, Ponta Grossa, Brasil. Suas áreas de interesse incluem conversores estáticos monofásicos e comandos elétricos aplicados a sistemas industriais.

**Francisco José Viglus** nasceu em Ponta Grossa, Paraná, Brasil, em 1987. Recebeu os títulos de Tecnólogo em Automação Industrial, Engenheiro Eletrônico e Mestre em Engenharia Elétrica pela universidade tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Ponta Grossa, Brasil, em 2011, 2014 e 2015, respectivamente. Obteve o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (INEP-UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2020. É Professor Adjunto na Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Campo Mourão, Brasil. Suas áreas de interesse incluem retificadores com correção ativa do fator de potência, conversores estáticos para o processamento de energias renováveis e sistemas de armazenamento com baterias. Prof. Francisco é Membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

**Mário Lúcio da Silva Martins** nasceu em Palmeira das Missões, RS, Brasil, em 1976. É engenheiro eletricista (1999), mestre (2002) e doutor (2008) pela Universidade Federal de Santa Maria. De 2006 a 2012 foi professor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Em 2012, juntou-se ao Departamento de Eletrônica e Ciência da Computação da Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é professor Adjunto IV e docente permanente no PPGEE/UFSC. Suas áreas de interesse incluem SMPS, UPS, inversores fotovoltaicos e energias renováveis. Dr. Martins é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e sociedades IEEE.

**Carlos Henrique Illa Font** nasceu em Erval Grande, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1976. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 2001, 2003 e 2009, respectivamente. É Professor Associado na Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Ponta Grossa, Brasil. Suas áreas de interesse incluem correção do fator de potência, retificadores com elevado fator de potência, conversores estáticos para energia eólica e fotovoltaica de pequeno porte e sistemas de armazenamento com baterias. Prof. Carlos é Membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), Member do IEEE Power Electronics Society e IEEE Industrial Electronics Society.