

# ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL NÃO ISOLADO BASEADO NO CONVERSOR BOOST/BUCK CC-CC

Fabiano Gonzales Nimitti, Antônio Manuel Santos Spencer Andrade  
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS  
e-mail: fabianonimitti@gmail.com, antonio.andrade@ufsm.br

**Resumo** – Neste artigo, uma nova topologia não isolada de conversor CC-CC bidirecional baseado no conversor boost/buck clássico é proposta. O conversor proposto pode operar tanto em modo elevador quanto abaixador de tensão e apresenta como principais características: baixo esforço de tensão e corrente nos componentes, simplicidade de operação e diferentes modos de operação, tais como: síncrono e assíncrono. Para garantir um bom desempenho do conversor proposto, a modelagem e controle foi desenvolvida neste artigo. Desta forma, para validar as avaliações teóricas, um protótipo de 1 kW, 144 V/400 V foi desenvolvido em laboratório, alcançando uma eficiência de pico de 94,2 % para 500W.

**Palavras-chave** – Conversor Bidirecional CC-CC, Conversor Boost, Conversor Buck, Conversor Não Isolado.

## ANALYSIS AND DEVELOPMENT OF A NON-ISOLATED BIDIRECTIONAL CONVERTER BASED ON BOOST/BUCK DC-DC CONVERTER

**Abstract** – In this paper, a new non-isolated bidirectional DC-DC converter topology based on classical boost/buck bidirectional DC-DC converter is proposed. The proposed converter can operate in both mode, step-up and step-down and it presents as main features: low current and voltage stresses on components, simplicity of operation and different operation modes, such as: synchronous and asynchronous. To ensure a good performance of the proposed converter, the modeling and control of the proposed converter is done in this paper. To validate the theoretical evaluations, a 1kW, 144 V/400 V prototype was developed in the laboratory, achieving a peak of efficiency of 94.2 % for 500W.

**Keywords** – Bidirectional DC-DC Converter, Boost Converter, Buck Converter, Non-Isolated Converter.

### I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, para suprir a demanda provocada pelo aumento no uso de energia elétrica, houve um crescimento no uso de combustíveis fósseis. Isto colaborou com o aquecimento global, acelerando o derretimento de geleiras

e provocando um aumento no nível dos oceanos [1]. Com este problema iminente, as pesquisas relacionadas as fontes de energias renováveis tais, como fotovoltaica [2] e eólica [3] vem crescendo exponencialmente. Entretanto este tipo de fonte energética possui característica intermitente [4], assim, fazendo necessário uso de tecnologias de processamento, armazenamento, ilhamento e distribuição dessa energia, tais como: microgrids CC [5] [6], veículos elétricos como sistema de armazenamento de energia [7]–[9], superbaterias e supercapacitores [10], fontes ininterruptas [11] e inversores CC-CA [12] [13]. Para estas aplicações, há a necessidade de algum dispositivo de interface entre os barramentos devido a diferença de tensão entre os barramentos de alta ( $V_H$ ) e baixa tensão ( $V_L$ ).

A forma mais simples e robusta de realizar esta interface é utilizando um conversor CC-CC bidirecional, o qual permite que o fluxo de potência possa fluir em ambas direções. Este tipo de conversor pode ser classificado em duas classes: isolados e não isolados.

Os isolados possuem isolamento galvânica através do uso de dispositivos magnéticos (indutores acoplados ou transformadores). Através da relação de espiras desses dispositivos magnéticos ( $N$ ), estes conversores podem alcançar um elevado ganho de tensão. Porém, a medida que aumenta  $N$ , a indutância de dispersão ( $L_k$ ) aumenta. Consequentemente, os dispositivos semicondutores podem apresentar elevados picos de tensão no processo de chaveamento. Dessa forma, se faz necessário circuitos auxiliares para grampear esta elevação de tensão, e assim, possivelmente ocorra a degradação da eficiência do conversor e aumento o número componentes. Alguns dos conversores bidirecionais isolados citados na literatura são os conversores flyback [14], forward-flyback [15], push-pull [16], half-bridge [17], full-bridge [18] e ressonantes isolados [19].

Em relação aos conversores CC-CC bidirecionais não isolados pode-se destacar a família de conversor CC-CC bidirecional boost/buck [20], onde o conversor clássico [21] pode ser visto na Figura 1.a. Este conversor apresenta um baixo número de componentes e baixa complexidade de operação. Porém, o indutor e seus interruptores apresentam elevado esforço de corrente e tensão, o que compromete a eficiência do conversor. Para resolver o problema do esforço de corrente, o conversor bidirecional assíncrono de dois indutores [22] foi desenvolvido. Entretanto, os interruptores permanecem com a desvantagem de elevado esforço, isto é, suportam toda tensão do barramento de alta tensão. Para contornar isso e manter o esforço de corrente baixo, o conversor baseado em indutor chaveado [23] é apresentado. Entretanto, este conversor necessita de valores elevados de indutâncias para operar em modo de condução contínua

Manuscript received 02/10/2022; first revision 06/14/2022 and 10/10/2022; accepted for publication 10/19/2022, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2022.4.0006>

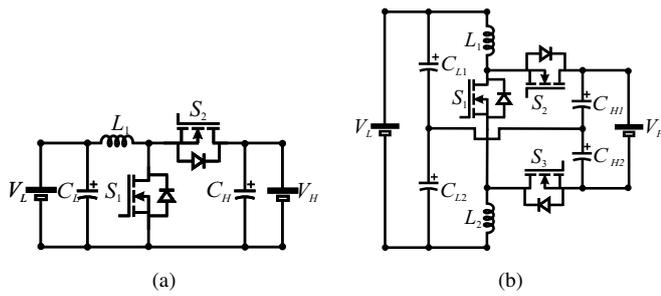


Fig. 1. Conversores Bidirecionais Boost/Buck. (a) Clássico. (b) Proposto.

(CCM) o que faz com a resistência do cobre seja elevada. Consequentemente, a eficiência é comprometida, além de aumentar o volume e peso do conversor. Para se obter um conversores com elevado ganho de tensão e baixa ondulação de corrente, pode-se utilizar os conversores diferenciais [24] ou à indutor acoplado [25], estes conversores alcançam elevados ganhos aumentando o número de estágios ou enrolamentos de espiras. Contudo, podem apresentar elevado números de componentes e complexidade de operação.

Dessa forma, neste artigo é apresentado um novo conversor CC-CC bidirecional baseado no conversor CC-CC bidirecional boost/buck clássico. O conversor proposto alcança um alto ganho de tensão, baixo esforço de tensão e corrente sobre os dispositivos semicondutores  $S_2$  e  $S_3$  quando em modo síncrono, baixa ondulação nas correntes de entrada, simplicidade operação e controle, uma vez que os modelos dinâmicos possuem baixa ordem. O conversor proposto pode ser visto na Figura 1.b e é composto por 3 interruptores ( $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ ), 2 indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ), 4 capacitores ( $C_{L1}$ ,  $C_{L2}$ ,  $C_{H1}$  e  $C_{H2}$ ),  $V_L$  e  $V_H$  são utilizados para representar os barramentos de baixa e alta tensão. O conversor proposto pode operar em modo elevador (fluxo de potência de  $V_L$  para  $V_H$ ) e modo abaixador (fluxo de potência de  $V_H$  para  $V_L$ ).

Para demonstrar as características do conversor proposto, este artigo está organizado de maneira a apresentar os princípios de operação em modo de condução contínua (CCM), os modos síncrono e assíncrono, ganhos estáticos de tensão, esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores tanto para modo elevador quanto para modo abaixador, na seção II e III, respectivamente. A metodologia de projeto é demonstrada na seção IV, enquanto na seção V é feita a modelagem e controle do conversor proposto. Para o fim, as seções VI e VII apresentam os resultados experimentais com as principais formas de onda práticas e as conclusões do artigo.

## II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO EM MODO ELEVADOR

Para descrever o princípio de operação do conversor proposto em um período de chaveamento, tanto para modo elevador quanto para abaixador, as seguintes considerações devem ser feitas: o conversor opera em modo de condução contínua (CCM); os dispositivos semicondutores são ideais; os capacitores são de valores suficientemente elevados para que sua tensão seja considerada constante; os indutores  $L_1$  e  $L_2$  possuem mesmo valor de indutância; os componentes grafados em cinza estão desligados.

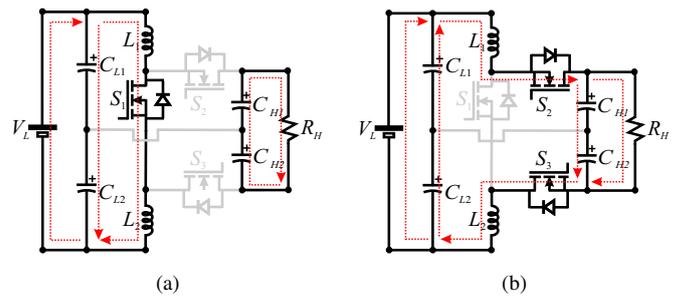


Fig. 2. Etapas de Operação em Modo Elevador. (a) Etapa I. (b) Etapa II.

Em modo elevador  $S_1$  é utilizada como interruptor ativo, enquanto  $S_2$  e  $S_3$  como retificador síncrono. Neste modo o conversor opera apenas em PWM síncrono, para o qual possui duas etapas de operação, que podem ser visto na Figura 2 e as principais formas de onda teóricas na Figura 3, onde  $V_{gs}$  e  $i_L$  representam a tensão entre porta e fonte e a corrente nos indutores, respectivamente.

*Etapa I* [Figura 2.a,  $t_0 - t_1$ ]: O interruptor  $S_1$  é acionado, enquanto  $S_2$  e  $S_3$  são desligados, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão magnetizando. A corrente dos indutores é dada por:

$$i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = \frac{V_L}{2L}t + I_{L(t_0)}. \quad (1)$$

*Etapa II* [Figura 2.b,  $t_1 - T_s$ ]: O interruptor  $S_1$  é desligado, enquanto  $S_2$  e  $S_3$  são acionados, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão desmagnetizando e carregando os capacitores  $C_{H1}$  e  $C_{H2}$ . A corrente dos indutores é dada por:

$$i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = \frac{V_L - V_H}{2L}t + I_{L(t_1)}, \quad (2)$$

onde: L pode ser  $L_1$  ou  $L_2$ .

### A. Ganho Estático de Tensão

Pelo princípio do balanço volts-segundos, em (3), aplicado aos indutores o ganho de tensão pode ser encontrado.

$$\int_0^{T_s} V_{L1} dt + \int_0^{T_s} V_{L2} dt = 0. \quad (3)$$

Conhecendo as etapas de operação anteriormente apresentadas, o ganho de tensão é dado por:

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{1}{1-D}. \quad (4)$$

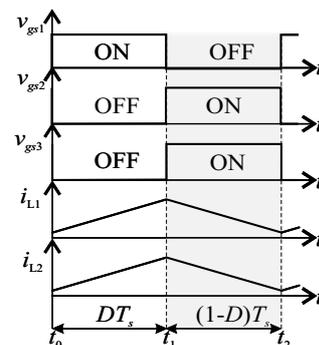


Fig. 3. Principais Formas de Onda Para Modo Elevador.

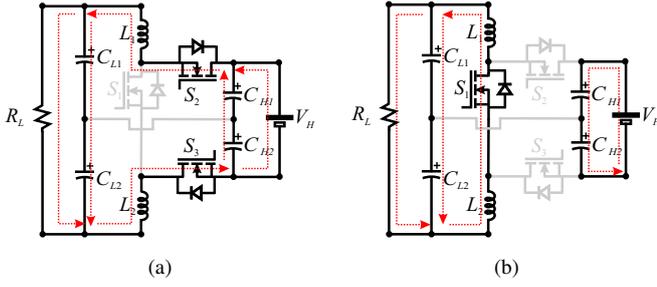


Fig. 4. Etapas de Operação em Modo abaixador Síncrono. (a) Etapa I. (b) Etapa II.

### B. Esforços Sobre os Dispositivos Semicondutores

O esforço de tensão sobre o interruptor  $S_1$  é dado por:

$$V_{S1} = V_H = \frac{V_L}{1-D}, \quad (5)$$

para os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , o esforço de tensão é:

$$V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_H}{2} = \frac{V_L}{2-2D}. \quad (6)$$

O interruptor  $S_1$  sofre o seguinte esforço de corrente:

$$I_{S1(rms)} = I_L \sqrt{D}, \quad (7)$$

e para os interruptor  $S_2$  e  $S_3$  o esforço de corrente é representado por:

$$I_{S2(rms)} = I_{S3(rms)} = I_L \sqrt{1-D}. \quad (8)$$

## III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO EM MODO ABAIXADOR

Em modo abaixador os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  atuam como interruptores ativos, enquanto  $S_1$  atua como retificador síncrono. Neste modo o conversor proposto pode operar em dois modos de PWM: síncrono e assíncrono.

### A. Modo Síncrono

No modo síncrono o conversor proposto apresenta duas etapas de operação, vistas na Figura 4. As principais formas de onda teóricas são apresentadas na Figura 5.a.

*Etapa I* [Figura 4.a,  $t_0 - t_1$ ]: os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são acionados, enquanto  $S_1$  está desligado, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão magnetizando e suas correntes são dadas por:

$$i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = \frac{V_H - V_L}{2L}t + I_{L(t_0)}. \quad (9)$$

*Etapa II* [Figura 4.b,  $t_1 - T_s$ ]: os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são desligados e  $S_1$  ligado, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão desmagnetizando e carregando  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$ , suas correntes são descritas por:

$$i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = -\frac{V_L}{2L}t + I_{L(t_1)}. \quad (10)$$

### B. Modo Assíncrono

Neste modo o acionamento dos interruptores ativos ocorre com uma defasagem de  $180^\circ$  entre si. O conversor possui 4 etapas de operação, que podem ser vistas na Figura 6, bem

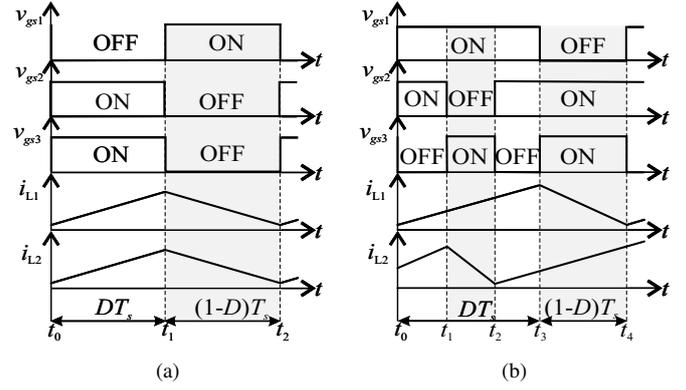


Fig. 5. Formas de Onda Teóricas em Modo abaixador. (a) Síncrono. (b) Assíncrono.

como as formas de onda principais na Figura 5.b.

*Etapa I* [Figura 6.a,  $t_0 - t_1$ ]: os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são acionados, enquanto  $S_1$  está desligado, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão magnetizando e suas correntes são dadas por:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_H - V_L}{2}t + I_{L1(t_0)}, \quad (11)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{V_H - V_L}{2}t + I_{L2(t_0)}. \quad (12)$$

*Etapa II* [Figura 6.b,  $t_1 - t_2$ ]: os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são acionados, enquanto  $S_3$  está desligado, o indutor  $L_1$  está magnetizando, enquanto  $L_2$  está desmagnetizando. As correntes dos indutores são descritas por:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_H - V_L}{2}t + I_{L1(t_1)}, \quad (13)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{-V_H - V_L}{2}t + I_{L2(t_1)}. \quad (14)$$

*Etapa III* [Figura 6.c,  $t_2 - t_3$ ]: esta etapa é idêntica a etapa I, então não se faz necessário sua descrição.

*Etapa IV* [Figura 6.d,  $t_3 - T_s$ ]: os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  são acionados, enquanto  $S_2$  está desligado, o indutor  $L_1$  está desmagnetizando, enquanto  $L_2$  está magnetizando. As correntes dos indutores são descritas por:

$$i_{L1}(t) = \frac{-V_H - V_L}{2}t + I_{L1(t_3)}, \quad (15)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{V_H - V_L}{2}t + I_{L2(t_3)}. \quad (16)$$

### C. Ganho Estático de Tensão

O conversor proposto possui diferentes ganhos para os modos síncrono e assíncrono. Aplicando (3) nas etapas do modo síncrono, obtêm-se o seguinte ganho de tensão:

$$\frac{V_L}{V_H} = D, \quad (17)$$

e para o modo assíncrono, o ganho de tensão é descrito por:

$$\frac{V_L}{V_H} = 2D - 1. \quad (18)$$

Como pode ser observado, em modo assíncrono o conversor

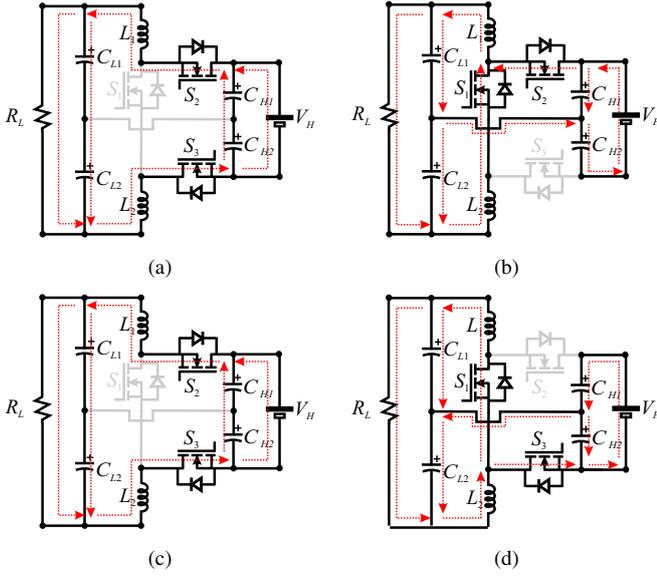


Fig. 6. Etapas de Operação em Modo Abaixador Assíncrono. (a) Etapa I. (b) Etapa II. (c) Etapa III. (d) Etapa IV.

necessita de uma maior razão ciclica para alcançar o mesmo ganho de quando em modo síncrono.

#### D. Esforços Sobre os Dispositivos Semicondutores

Em modo síncrono, o esforço de tensão sobre o interruptor  $S_1$  é dado por:

$$V_{S1} = V_H = \frac{V_L}{1-D}, \quad (19)$$

para os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , o esforço de tensão é:

$$V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_H}{2} = \frac{V_L}{2-2D}. \quad (20)$$

Já em modo assíncrono, devido ao defasamento no acionamento dos interruptores ativos, todos os dispositivos semicondutores estão sob mesmo nível de esforço de tensão, descrito por:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_H, \quad (21)$$

O interruptor  $S_1$  sofre o seguinte esforço de corrente:

$$I_{S1(rms)} = I_L \sqrt{1-D}, \quad (22)$$

e para os interruptor  $S_2$  e  $S_3$  o esforço de corrente é representado por:

$$I_{S2(rms)} = I_{S3(rms)} = I_L \sqrt{D}. \quad (23)$$

## IV. METODOLOGIA DE PROJETO

A tensão sobre os indutores durante a etapa de magnetização em modo elevador, vista na Figura 2.a, é apresentada em (24).

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_L}{2}. \quad (24)$$

Em (24) os termos  $di_{L1}$  e  $dt$  podem ser considerados respectivamente, a ondulação de corrente  $\Delta_{IL}$  e o tempo  $DT_S$

de magnetização dos indutores, assim, resultando em (25).

$$L_1 \frac{\Delta_{IL1}}{DT_S} = L_2 \frac{\Delta_{IL2}}{DT_S} = \frac{V_L}{2}. \quad (25)$$

Reagrupando os termos de (25) e considerando  $T_S$  em termos de frequência de comutação  $F_S$ , obtêm-se o valor das indutâncias em função da ondulação de corrente desejada em (26).

$$L_1 = L_2 = \frac{V_L D}{2\Delta_{IL} F_S}. \quad (26)$$

A ondulação de tensão  $V_H$  pode ser obtido através da variação de carga ( $\Delta_Q$ ) sobre o capacitor  $C_{Heq}$ , formado pela associação serie de  $C_{H1}$  e  $C_{H2}$ , conforme (27), onde a variação de carga depende da corrente através do capacitor ( $I_{cap}$ ) e o tempo ( $T$ ) que a mesma ocorre.

$$\Delta_Q = I_{cap} T = C_{Heq} \Delta V_H. \quad (27)$$

Em (27), considerando o momento de descarga do capacitor, visto na Figura 2.a, o tempo  $T$  se torna  $DT_S$  e a corrente  $I_{cap}$  se torna a corrente da carga  $R_H$ , resultando em (28).

$$\frac{V_H}{R_H} DT_S = C_{Heq} \Delta V_H. \quad (28)$$

Reagrupando os termos de (28) e sabendo que  $C_{Heq}$  é um capacitor equivalente formado por  $C_{H1}$  e  $C_{H2}$ , o valor destes capacitores em função da ondulação de corrente é apresentado em (29).

$$C_{H1} = C_{H2} = \frac{2V_H D}{R_H \Delta V_H F_S}. \quad (29)$$

Os capacitores  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$  podem ser obtidos através da variação de carga do capacitor série equivalente  $C_{Leq}$ . Tal variação é encontrada através área do semiciclo positivo formado pela corrente, uma vez que o capacitor absorve a ondulação de corrente  $\Delta_{IL}$ , conforme (30).

$$\Delta_Q = \frac{\left( \frac{DT_S}{2} + \frac{(1-D)T_S}{2} \right) \frac{\Delta_{IL}}{2}}{2}. \quad (30)$$

Aplicando (27) em (30), reagrupando os termos e sabendo que  $C_{Leq}$  é um capacitor equivalente da série de  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$ , chega-se no valor destas capacitâncias em função da ondulação na tensão  $V_L$  em (31).

$$C_{L1} = C_{L2} = \frac{\Delta_{IL}}{4F_S \Delta V_L}. \quad (31)$$

## V. MODELAGEM E CONTROLE

### A. Modelagem Dinâmica

Para obter os modelos necessários para controle a modelagem por espaço de estados médios, (32) foi escolhida. Tendo como variáveis de estado para modo elevador a corrente do indutor  $L_1$  e a tensão  $V_H$ , já para modo abaixador utiliza-se a corrente do indutor  $L_1$  e a tensão  $V_L$ .

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t), \quad (32)$$

onde:  $\dot{x}(t)$  é o vetor de derivadas das variáveis;  $\mathbf{A}$  é a matriz de estados;  $x(t)$  é o vetor das variáveis;  $\mathbf{B}$  é a matriz de entrada e  $u(t)$  é o vetor de entradas.

Pela Figura 2.a, se conhece a primeira etapa de operação em modo elevador, tendo suas equações diferenciais definidas por:

$$\frac{dv_H}{dt} = -\frac{V_H}{R_H C_{Heq}}, \quad (33)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_L}{2L_1}, \quad (34)$$

para a segunda etapa de operação em modo elevador, mostrado na Figura 2.b, as equações diferenciais são descritas por:

$$\frac{dv_H}{dt} = \frac{i_{L1}(t)}{C_{Heq}} - \frac{V_H}{R_H C_{Heq}}, \quad (35)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_L - V_H}{2L_1}, \quad (36)$$

onde:

$$C_{Heq} = \frac{C_{H1}C_{H2}}{C_{H1} + C_{H2}}. \quad (37)$$

Para modo abaixador, a primeira etapa, vista na Figura 4.a possui as seguintes equações diferenciais:

$$\frac{dv_L}{dt} = \frac{i_{L1}(t)}{C_{Leq}} - \frac{V_L}{R_L C_{Leq}}, \quad (38)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_H - V_L}{2L_1}, \quad (39)$$

para a segunda etapa de operação em modo abaixador, mostrado na Figura 4.b, as equações diferenciais são descritas por:

$$\frac{dv_L}{dt} = \frac{i_{L1}(t)}{C_{Leq}} - \frac{V_L}{R_L C_{Leq}}, \quad (40)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_H - V_L}{2L_1}, \quad (41)$$

onde:

$$C_{Leq} = \frac{C_{L1}C_{L2}}{C_{L1} + C_{L2}}. \quad (42)$$

Com as equações diferenciais encontradas, o modelo em espaço de estados para o modo elevador é apresentado em (43) e para modo abaixador em (44).

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_H \\ \dot{i}_{L1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_H C_{Heq}} & -\frac{D-1}{C_{Heq}} \\ \frac{D-1}{2L_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_H \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2L_1} \end{bmatrix} V_L. \quad (43)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_L \\ \dot{i}_{L1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C_{Leq}} & \frac{1}{C_{Leq}} \\ -\frac{1}{2L_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_L \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{2L_1} \end{bmatrix} V_H. \quad (44)$$

Como os modelos encontrados são não lineares, devido a multiplicação de uma ou mais variável que varia no tempo se faz necessário uma técnica de linearização para obter as funções de transferências. A técnica escolhida foi a "perturba e observa" [26] [27], que considera as variáveis de estados como uma soma de seus ganhos estáticos ( $X$ ,  $U$  e  $D$ ), com uma pequena variação AC ( $\hat{x}(t)$ ,  $\hat{u}(t)$  e  $\hat{d}(t)$ ). Após o processo, os termos não lineares podem ser desprezados para aplicação

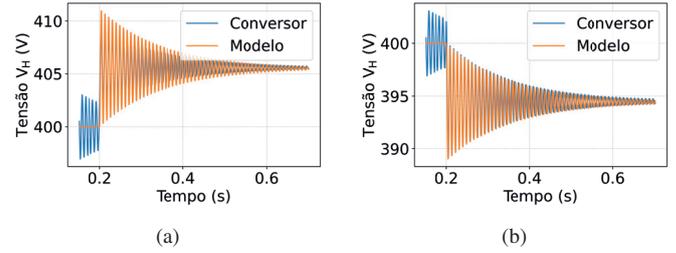


Fig. 7. Validação do modelo da tensão  $V_H$ . (a) Para  $\hat{d} = 0,005$ . (b) Para  $\hat{d} = -0,005$ .

da transformada de Laplace, e assim obter as funções de transferências para controle.

$$x(t) = X + \hat{x}(t), \quad (45)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t), \quad (46)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t). \quad (47)$$

Aplicando os parâmetros apresentados na Tabela I, foram encontrados os modelos em função de transferência presentes em (48) para a tensão  $V_H$  em função da razão cíclica e em (49) para corrente do indutor  $L_1$  em função da razão cíclica. Como objetivo principal do sistema de controle é controlar a tensão  $V_H$  e permitir uma inversão no fluxo de potência, os modelos em funções de transferências foram validadas por meio de simulação em comparação com o conversor proposto, a Figura 7 mostra a validação do modelo de função transferência da tensão  $V_H$ . Uma perturbação na razão cíclica de  $\hat{d} = \pm 0,005$  (0,78%) foi aplicada e os resultados foram satisfatórios.

$$\frac{\hat{v}_H(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\alpha_1 s + \alpha_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2}, \quad (48)$$

onde:  $\alpha_1 = -1,478E4$ ,  $\alpha_2 = 5,674E8$ ,  $\beta_1 = 13,3$ ,  $\beta_2 = 5,106E5$ .

$$\frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\delta_1 s + \delta_2}{s^2 + \kappa_1 s + \kappa_2}, \quad (49)$$

onde:  $\delta_1 = 7,407E5$ ,  $\delta_2 = 5,597E - 6$ ,  $\kappa_1 = 13,3$ ,  $\kappa_2 = 5,106E5$ .

### B. Sistema de Controle

Para garantir que o conversor proposto consiga inverter o fluxo de potência, o sistema de controle opera em duas

**TABELA I**  
**Parâmetros para os Resultados Experimentais**

Parâmetro	Valor
Potência de saída	1 kW
Tensão do lado de alta $V_H$	400V
Tensão do lado de baixa $V_L$	144V
Frequência de chaveamento $F_S$	50 kHz
Interruptores para o conversor proposto	IRFP4868
Interruptores para os demais conversores	IRFP450
Indutores para o conversor proposto	270 $\mu$ H @ 0,4 $\Omega$
Indutores para os demais conversores	1 mH @ 1 $\Omega$
Capacitor $C_{H1}$ and $C_{H2}$	940 $\mu$ F @ 0,29 $\Omega$
Capacitor $C_{L1}$ and $C_{L2}$	940 $\mu$ F @ 0,29 $\Omega$

malhas, sendo que a interna controla a corrente através do indutor  $L_1$  e a externa a tensão em  $V_H$ . A estratégia de controle pode ser vista na Figura 8, os compensadores são representados por  $C_i(s)$  e  $C_v(s)$  e ambos são PIs (Proporcional-Integral) utilizados para seguir uma referência fixa. O sistema de controle implementado pode operar tanto em modo elevador quanto abaixador, mantendo o conversor estável e confiável, mesmo quando há energia sendo regenerada em  $V_H$  provocando uma mudança brusca no fluxo de potência.

Os compensadores foram projetados com auxílio da ferramenta SisoTool advinda do software MATLAB, e são descritos por:

$$C_v(s) = \frac{0,8237s + 41,18}{s}, \quad (50)$$

$$C_i(s) = \frac{0,007489s + 23,53}{s}. \quad (51)$$

O diagrama de Bode pode de  $V_H$  ser visto na Figura 9, onde são apresentadas as curvas para o sistema compensado e não compensado. Os controladores fizeram o sistema alcançar uma margem de fase de  $86^\circ$  em 100 Hz, assim obtendo os resultados desejados, os quais serão mostrados na seção de resultados experimentais.

## VI. ESTIMATIVA DE EFICIÊNCIA

Baseado na metodologia apresentada em [27], assumindo que sob condições ideais a corrente em todos os componentes são as mesmas para tanto em modo elevador quando abaixador e utilizando os parâmetros apresentados na Tabela I a estimativa de eficiência para potência nominal (1 kW) é desenvolvida nesta seção.

Os dispositivos semicondutores apresentam dois tipos de perda de potência (ôhmica e capacitiva), conforme apresentado em (52), com as perdas totais nos interruptores apresentada em (53).

$$P_S = I_{S(RMS)}^2 R_{DS(on)} + 0,5 F_S V_{DS} I_S (t_{on} + t_{off}), \quad (52)$$

$$P_{Stotal} = P_{S1} + P_{S2} + P_{S3} + P_{S4} = 28,47W, \quad (53)$$

onde  $I_{S(RMS)}$  é apresentado em (22–23),  $R_{DS(on)}$ ,  $t_{on}$  e  $t_{off}$  são respectivamente, a resistência parasita entre dreno e fonte, tempos de subida e descida da tensão sobre os interruptores, tais dados são obtidos no *datasheet* destes componentes.

Os indutores apresentam perdas de magnetização e condução, sendo a perda de magnetização dada pela fabricante

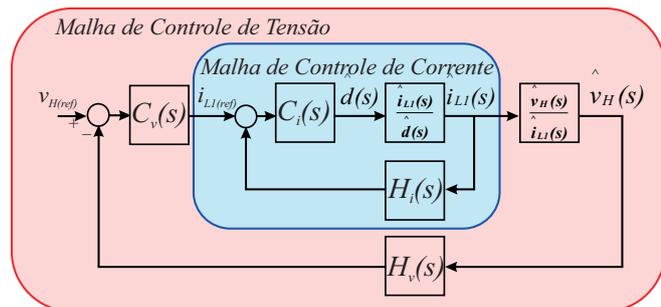


Fig. 8. Diagrama de Blocos do Sistema de Controle

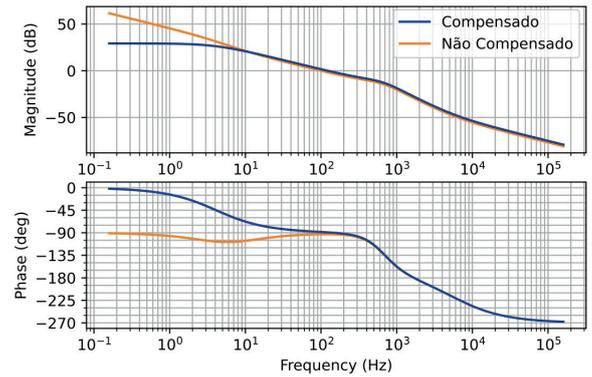


Fig. 9. Diagrama de Bode Para a Tensão  $V_H$ .

como  $P_m = 2,1$  W, sendo as perdas totais por indutor apresentadas em (54) e as perdas totais sobre os dispositivo magnéticos apresentadas em (55).

$$P_{Ltotal} = P_m + I_{L(RMS)}^2 R_{Lesr}, \quad (54)$$

$$P_{Ltotal} = P_{L1} + P_{L2} = 49,32W, \quad (55)$$

onde  $R_{Lesr}$  representa a resistência série dos indutores.

As perdas nos capacitores são do tipo ôhmicas, e apresentadas por capacitor em (56), e as perdas totais nos capacitores apresentadas em (57).

$$P_C = ESR I_{(RMS)}^2, \quad (56)$$

$$P_C = P_{CH1} + P_{CH1} = 7,227W, \quad (57)$$

onde  $ESR$  representa a resistência série dos capacitores.

Com as perdas apresentadas a eficiência estimada para o conversor proposto em potência nominal é apresentada em (58) e a distribuição de perdas plotada na Figura 10.

$$\eta = 100 \left[ \frac{P_i - (P_{Stotal} + P_{Ltotal} + P_{Ctotal})}{P_i} \right] = 91,48\%. \quad (58)$$

## VII. COMPARAÇÃO DE PERFORMANCE

Para ressaltar as vantagens e desvantagens do conversor proposto, a Tabela II apresenta comparações entre as características do conversor proposto e conversores similares. Os ganhos estáticos, tanto em modo elevador quanto abaixador, são os mesmos para todos conversores. Em termos de quantidade de interruptores, o conversor clássico apresenta o menor número, seguido pelo conversor proposto, conversor [28] e por fim, com maior número de interruptores o conversor [29]. Em relação ao esforço de tensão sobre os interruptores de entrada, o conversor [28] apresenta o menor valor, enquanto que para os interruptores de saída o conversor proposto apresenta o menor valor. De mesma forma, os conversores clássico e [29] apresentam alto esforço de tensão sobre todos os interruptores. A eficiência experimental entre estes conversores é apresentada na seção de resultados experimentais.

**TABELA II**  
**Comparação de Conversores**

Conversor	Ganho Elevador	Ganho Rebaixador	Máximo Esforço de Tensão nos Interruptores de Entrada	Máximo Esforço de Tensão nos Interruptores de Saída	Número de Interruptores	Número de Indutores	Número de Capacitores
Conversor proposto	$\frac{1}{1-D}$	$D$	$V_H$	$\frac{V_H}{2}$	3	2	4
Conversor clássico [21]	$\frac{1}{1-D}$	$D$	$V_H$	$V_H$	2	1	2
Conversor em [29]	$\frac{1}{1-D}$	$D$	$V_H$	$V_H$	4	2	2
Conversor em [28]	$\frac{1}{1-D}$	$D$	$\frac{V_H}{2}$	$V_H$	3	2	3

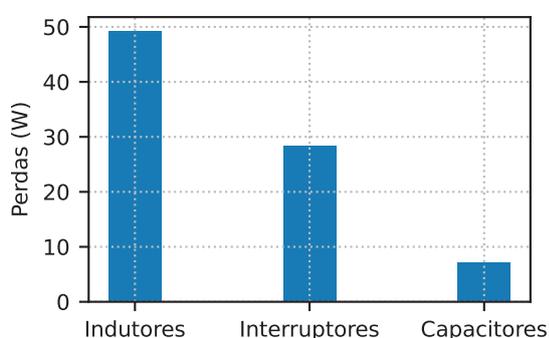


Fig. 10. Distribuição de perdas

## VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar as avaliações teóricas, um protótipo do conversor proposto foi construído em laboratório, utilizando os parâmetros da Tabela I. Como fonte de alimentação para  $V_L$  e  $V_H$  foi utilizada o modelo N8762A da fabricante Keysight. O processador digital de sinais STM32F411 da fabricante STMicroelectronics foi utilizado para implementar o PWM e as rotinas de controle. Por fim o analisador de potência Yokogawa WT1800 foi utilizado para medir a eficiência.

### A. Resultados do Modo Elevador

Na Figura 11 são mostrados todas as formas de onda práticas do modo elevador. Figuras 11.a e 11.b mostram as correntes advindas de  $V_L$  e  $V_H$  e as correntes dos indutores, respectivamente. A Figura 11.c mostra os esforços de tensão sobre os dispositivos interruptores, como esperado, o interruptor  $S_1$  deve suportar toda a tensão de  $V_H$  (400 V), enquanto  $S_2$  e  $S_3$  apenas a metade (200 V).

### B. Resultados do Modo Rebaixador

A Figura 12 demonstra os esforços de tensão sobre os dispositivos interruptores. Para modo síncrono os esforços são os mesmos do modo elevador enquanto que para assíncrono todos os dispositivos estão sujeitos ao esforço de  $V_H$  (400 V). Em modo síncrono, tanto em modo elevador como abaixador, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  apresentam ressonância, o que não afeta o funcionamento do conversor. Entretanto para modo rebaixador assíncrono a tensão nos interruptores é grampeada

por  $V_H$  e a ressonância não ocorre.

Na Figura 13 é possível ver as correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , para modo assíncrono há um defasamento de fase entre as correntes, esta defasagem permite diminuir a ondulação da corrente  $V_H$ , como pode ser visto na Figura 14, onde são mostrados as correntes dos advindas de  $V_H$  e  $V_L$ .

### C. Resultado do Controle

Na Figura 15, é possível ver as correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  e a tensão  $V_H$  durante as interações para apurar a performance do sistema de controle. Nas Figuras 15.a e 15.b são mostrados os resultados da inversão *online* no fluxo de potência, de modo elevador para rebaixador, e de rebaixador para elevador, respectivamente. Na Figura 15.c é demonstrado a resposta do sistema de controle perante degraus de carga, no primeiro momento mudando meia-carga para carga-nominal, e no segundo momento tornando carga-nominal em meia-carga. Para ambas interações o sistema de controle se comportou de forma esperada, com leves sobressinais, mas rapidamente retornando para referência.

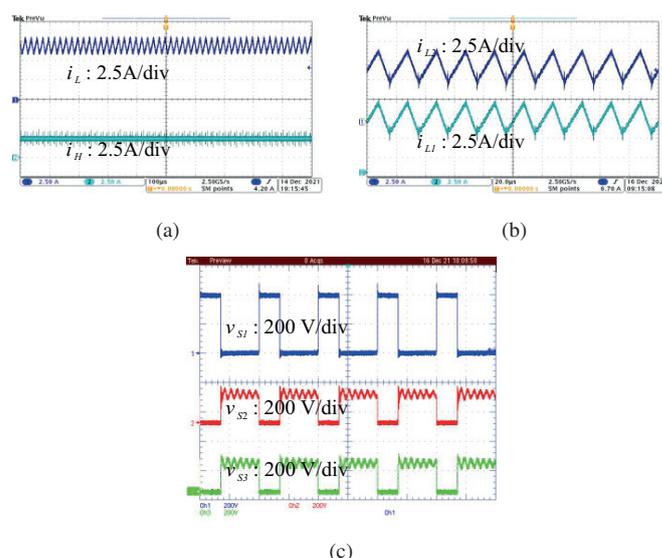


Fig. 11. Resultados Práticos para Modo Elevador. (a) Corrente  $I_H$  e  $I_L$ . (b) Corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ . (c) Tensão sobre os dispositivos semicondutores.

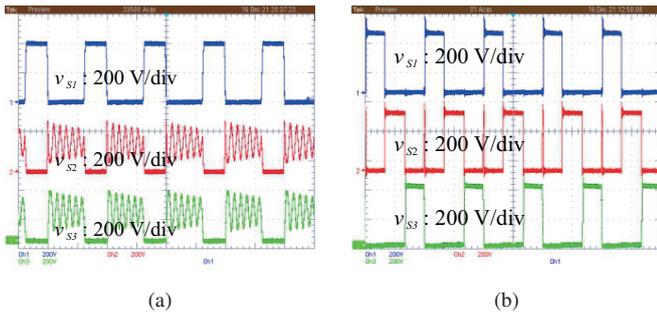


Fig. 12. Tensão Sobre os Dispositivos Semicondutores. (a) Modo Síncrono. (b) Modo Assíncrono.

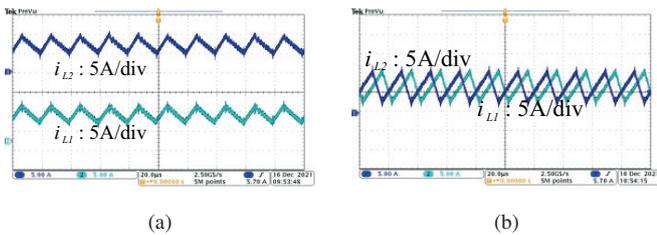


Fig. 13. Corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  (a) Modo Síncrono (b) Modo Assíncrono.

#### D. Eficiência

Na Figura 16, é apresentada a curva de eficiência em função da potência de saída para o conversor proposto e para os conversores apresentados na Tabela II, que foram implementados em laboratório para os mesmos níveis de tensão e potência que o conversor proposto. O fluxo de potência positivo significa operação em modo elevador, enquanto fluxo negativo representa modo rebaixador.

Em potência nominal para modo elevador, o conversor proposto alcançou a maior eficiência (91 %), seguido pelo conversor [28] (90%), conversor clássico (83,65 %) e por fim, o conversor [29] (82,11 %).

Em potência nominal para modo rebaixador, o conversor [28] alcançou a maior eficiência (96 %), seguido pelo conversor [29] (87,65 %), conversor proposto (85,8 %), e por fim o conversor clássico (84,01 %).

O conversor proposto apresenta maior eficiência que alguns conversores mesmo possuindo maior número de componentes devido ao fato que a corrente advinda de  $V_L$  é dividida entre os indutores e a tensão sobre os mesmos é menor que nas topologias clássicas, fazendo assim com que a indutância resultante seja menor e conseqüentemente a resistência parasita através dos indutores sejam menores, conforme Tabela I. Os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  apresentam baixo esforço de tensão quando em modo síncrono, o que possibilita o uso de dispositivos interruptores com menores  $R_{DS(on)}$ . Desta forma, estas características colaboram para uma maior eficiência do conversor proposto.

Também, é notável que a eficiência estimada para o conversor proposto em potência nominal na seção “VI. Estimativa de Eficiência” é muito próxima do obtido experimentalmente em modo elevador. A diferença entre a eficiência experimental do modo elevador e rebaixador pode ser explicada pela ressonância entre os componentes dos conversores, uma vez que a ressonância em modo elevador é

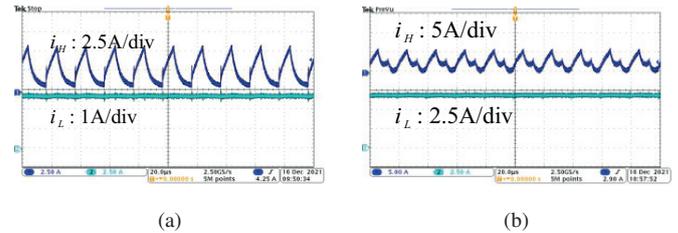


Fig. 14. Correntes  $I_H$  e  $I_L$ . (a) Modo Síncrono (b) Modo Assíncrono.

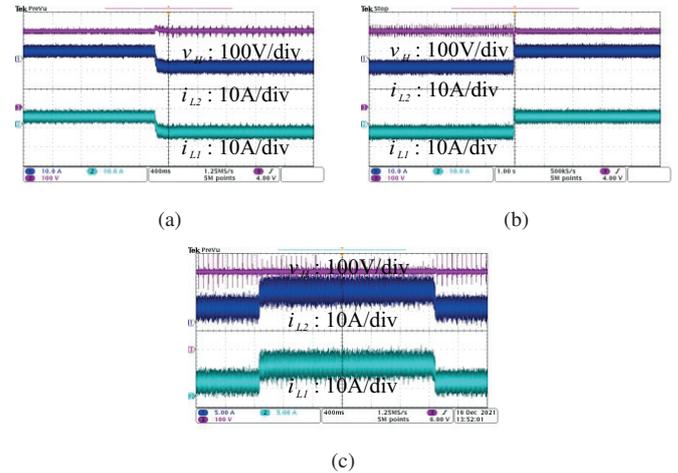


Fig. 15. Tensão  $V_H$  e correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ . (a) Mudança no Fluxo de Potência de Modo Elevador para Modo Rebaixador. (b) Mudança no Fluxo de Potência de Modo Rebaixador para Modo Elevador. (c) Degrau de Carga.

menor que a de modo rebaixador, conforme as Figuras 11.c e 12.a. Essa diferença entre as ressonâncias de modo elevador e rebaixador é devido as indutâncias e capacitâncias parasitas serem diferentes para cada fluxo de potência.

## IX. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta uma nova topologia não isolada baseada no conversor CC-CC bidirecional clássico boost/buck. Apresenta eficiência em potência nominal muito próxima do conversor clássico quando operando em modo rebaixador, já em modo elevador sua eficiência é superior ao do conversor clássico.

O conversor proposto apresenta baixo esforço de corrente e tensão nos dispositivos semicondutores, sendo possível utilizar interruptores de baixa tensão, o que implica em uma menor  $R_{DS(on)}$  e conseqüentemente menor perda por condução.

Quando modo assíncrono é utilizado, a ondulação de corrente em  $V_H$  é decrescida, o que resulta em uma maior vida útil de baterias, caso o conversor for utilizado em dispositivos alimentados à bateria, porém uma desvantagem do modo assíncrono é ter baixo ganho de tensão quando comparado com o modo síncrono. Além do mais, o conversor proposto apresenta um baixo número de componentes e simplicidade de operação.

Com um simples sistema de controle o conversor pôde ser operado em malha fechada e demonstrou uma boa performance, mesmo quando uma inversão abrupta no fluxo de potência ocorre. O conversor proposto alcançou valores de

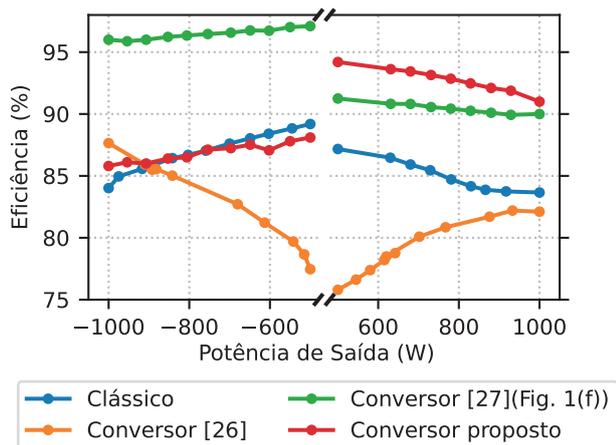


Fig. 16. Eficiência vs Potência de Saída.

pico de eficiência satisfatórios para operação em 500 W, sendo 94.2% para modo elevador e 88.1% para modo rebaixador.

#### 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 Fundação de Amparo à pesquisa do Estado do RS (FAPERGS).

#### REFERÊNCIAS

- [1] H. T. Dinh, J. Yun, D. M. Kim, K.-H. Lee, D. Kim, “A Home Energy Management System With Renewable Energy and Energy Storage Utilizing Main Grid and Electricity Selling”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 49436–49450, Mar. 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2979189.
- [2] L. Liu, H. Li, Y. Xue, W. Liu, “Reactive Power Compensation and Optimization Strategy for Grid-Interactive Cascaded Photovoltaic Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 188–202, June 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2333004.
- [3] C. Barros, W. Mota, P. Barros, L. Barros, “MPPT de sistemas de conversão de energia eólica baseados em PMSG usando controle preditivo”, *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 4, pp. 364–372, Nov. 2015, doi: 10.18618/REP.2015.4.2553.
- [4] S. Lima, R. Dias, E. Watanabe, “Direct voltage control in grids with intermittent sources using UPFC”, *Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 3, pp. 260–267, Agosto 2014, doi:10.18618/REP.2014.3.260267.
- [5] P. J. d. S. Neto, T. A. d. S. Barros, J. P. C. Silveira, E. R. Filho, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, “Power Management Strategy Based on Virtual Inertia for DC Microgrids”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12472–12485, Apr. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2986283.
- [6] O. Cornea, G.-D. Andreescu, N. Muntean, D. Hulea, “Bidirectional Power Flow Control in a DC Microgrid Through a Switched-Capacitor Cell Hybrid DC–DC Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 3012–3022, 2017, doi:10.1109/TIE.2016.2631527.
- [7] S. Li, C. Gu, J. Li, H. Wang, Q. Yang, “Boosting Grid Efficiency and Resiliency by Releasing V2G Potentiality Through a Novel Rolling Prediction-Decision Framework and Deep-LSTM Algorithm”, *IEEE Systems Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 2562–2570, Dec. 2021, doi:10.1109/JSYST.2020.3001630.
- [8] G. Buja, M. Bertoluzzo, C. Fontana, “Reactive Power Compensation Capabilities of V2G-Enabled Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9447–9459, Jun. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2658686.
- [9] K. Kaur, A. Dua, A. Jindal, N. Kumar, M. Singh, A. Vinel, “A Novel Resource Reservation Scheme for Mobile PHEVs in V2G Environment Using Game Theoretical Approach”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 12, pp. 5653–5666, Sept. 2015, doi:10.1109/TVT.2015.2482462.
- [10] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, N. L. Narasamma, “Design and Analysis of Novel Control Strategy for Battery and Supercapacitor Storage System”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 4, pp. 1137–1144, July 2014, doi: 10.1109/TSTE.2014.2336896.
- [11] L. H. Meneghetti, E. Laercio Carvalho, E. G. Carati, J. Patric Costa, C. M. Oliveira Stein, Z. Luiz Iensen Nadal, R. Cardoso, “Multifunctional PV Converter for Uninterrupted Power Supply”, in *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*, pp. 1–6, 2019, doi:10.1109/ISGT-LA.2019.8895322.
- [12] A. Saifullah, A. H. Arofat, M. Rian Fatah, A. Irawan, N. FerdousArio, “Development of transformerless 5 kW bidirectional inverter in PT. Len Industri”, in *The 2nd IEEE Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE) 2014*, pp. 52–55, 2014, doi:10.1109/ICPERE.2014.7067238.
- [13] T.-F. Wu, C.-L. Kuo, K.-H. Sun, Y.-K. Chen, Y.-R. Chang, Y.-D. Lee, “Integration and Operation of a Single-Phase Bidirectional Inverter With Two Buck/Boost MPPTs for DC-Distribution Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5098–5106, Feb. 2013, doi:10.1109/TPEL.2013.2245681.
- [14] L. Huang, Z. Zhang, M. A. E. Andersen, “Analytical Switching Cycle Modeling of Bidirectional High-Voltage Flyback Converter for Capacitive Load Considering Core Loss Effect”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 470–487, Jan. 2016, doi:10.1109/TPEL.2015.2410796.
- [15] Y.-E. Wu, Y.-T. Ke, “A Novel Bidirectional Isolated DC-DC Converter With High Voltage Gain and Wide Input Voltage”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 7, pp. 322–331, Jul. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3045986.
- [16] E. Souza, G. Waltrich, I. Barbi, “Bidirectional dual active clamping push-pull DC-DC converter”,

- Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 4, pp. 7973–7985, Dezembro 2016, doi:10.18618/REP.2016.4.2640.
- [17] K. Xiangli, S. Li, K. M. Smedley, “Decoupled PWM Plus Phase-Shift Control for a Dual-Half-Bridge Bidirectional DC–DC Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 7203–7213, Aug. 2018, doi:10.1109/TPEL.2017.2758398.
- [18] R.-S. Yang, L.-K. Chang, H.-C. Chen, “An Isolated Full-Bridge DC–DC Converter With 1-MHz Bidirectional Communication Channel”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4407–4413, Sept. 2011, doi:10.1109/TIE.2010.2095397.
- [19] B.-K. Lee, J.-P. Kim, S.-G. Kim, J.-Y. Lee, “An Isolated/Bidirectional PWM Resonant Converter for V2G(H) EV On-Board Charger”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 9, pp. 7741–7750, Sept. 2017, doi:10.1109/TVT.2017.2678532.
- [20] F. G. Nimitti, M. M. da Silva, A. M. Santos Spencer Andrade, “Family of Bidirectional Boost/Buck DC-DC Converter”, in *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, 2021, doi:10.1109/COBEP53665.2021.9684095.
- [21] H. Matsuo, F. Kurokawa, “New Solar Cell Power Supply System Using a Boost Type Bidirectional DC-DC Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-31, no. 1, pp. 51–55, Feb. 1984, doi:10.1109/TIE.1984.350020.
- [22] J. M. Blanes, R. Gutiérrez, A. Garrigós, J. L. Lizán, J. M. Cuadrado, “Electric Vehicle Battery Life Extension Using Ultracapacitors and an FPGA Controlled Interleaved Buck–Boost Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5940–5948, Dec. 2013, doi:10.1109/TPEL.2013.2255316.
- [23] F. G. Nimitti, J. C. Giacomini, A. M. S. S. Andrade, “Dual-Stacked Bidirectional Boost/Buck DC-DC Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–10, Sept. 2022, doi:10.1109/TIE.2022.3206756.
- [24] P. I. Nogueira, A. Schlingmann, Oliveira, L. Schmitz, D. Martins, R. Coelho, “CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST DIFERENCIAL SIMÉTRICO”, *Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 2, pp. 136–146, Jun. 2021, doi:10.18618/REP.2021.2.0049.
- [25] R. Mayer, M. B. E. Kattel, Oliveira, S. V. Garcia, “BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER WITH COUPLED INDUCTOR FOR DC-BUS REGULATION IN MICROGRID APPLICATIONS”, *Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 3, pp. 241–248, Set. 2020, doi:10.18618/REP.2020.3.0007.
- [26] R. D. Middlebrook, S. Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages”, in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34, 1976, doi:10.1109/PESC.1976.7072895.
- [27] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer, 2001.
- [28] F. G. Nimitti, A. M. S. S. Andrade, “Bidirectional converter based on boost/buck DC-DC converter for microgrids energy storage systems interface”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. n/a, no. n/a, Aug. 2022, doi:https://doi.org/10.1002/cta.3403.
- [29] J. M. Blanes, R. Gutiérrez, A. Garrigós, J. L. Lizán, J. M. Cuadrado, “Electric Vehicle Battery Life Extension Using Ultracapacitors and an FPGA Controlled Interleaved Buck–Boost Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5940–5948, Dec. 2013, doi:10.1109/TPEL.2013.2255316.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Fabiano Gonzales Nimitti**, recebeu o grau de engenheiro eletricitista em 2020 pela Universidade Luterana do Brasil, Canoas, Brasil. Atualmente cursa mestrado em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil. São de seu interesse pesquisas que envolvam sistemas modulares, modulação, controle em eletrônica de potência e técnicas de inteligência artificial aplicada em sistemas de controle. Fabiano é membro da SOBRAEP desde 2022.

**Antônio Manuel Santos Spencer Andrade**, nasceu em Ribeira Grande, Cabo Verde, em 1989. Ele recebeu o título de Bacharel em Engenharia de Automação e Controle pela Universidade de Caxias do Sul, Caxias do Sul, Brasil, em 2012, mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, em 2015 e 2018, respectivamente. Desde 2018 é professor da UFSM. Ele atua como Editor Associado de *International Journal of Circuit Theory and Applications* e *Applied Sciences* na edição especial “Renewable and Sustainable Energy Conversion Systems”. Ele também foi selecionado como Revisor de Destaque de 2020 pelo *IEEE Transactions on Power Electronics*. Seus interesses de pesquisa incluem energia renovável, sistemas de armazenamento de energia, conversores CC-CC e microinversores. Dr. Antônio é membro da SOBRAEP e de varias sociedade do IEEE.