

COMPARAÇÃO ENTRE TRÊS CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS DE ELEVADO GANHO ESTÁTICO DERIVADOS DO CONVERSOR BOOST

Marcelo Flavio Guepfrih¹, Gierry Waltrich², Telles Brunelli Lazzarin²

¹Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Pato Branco – PR, Brasil

²Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis – SC, Brasil

e-mail: guepfrih@utfpr.edu.br, gierry.waltrich@ufsc.br, telles@inep.ufsc.br

Resumo – Este trabalho realiza uma comparação de três conversores CC-CC não isolados de elevado ganho estático. Esses conversores são derivados de configurações em multiestágio, multi-fase, elementos magnéticos e células multiplicadoras de tensão. O artigo revisa os métodos empregados para gerar conversores com alta taxa de conversão e caracteriza-os individualmente e, em seguida, integra as técnicas para gerar os três conversores. A análise dos conversores inclui o número de componentes, esforços de tensão e corrente, perdas nos componentes, rendimento, ganho estático e ondulação da corrente de entrada. Os conversores foram testados com uma potência de 1 kW, uma tensão de saída de 800 volts e um ganho estático superior a 13 vezes. Os resultados experimentais confirmam o estudo teórico, na qual o conversor I obteve rendimento de 87%, enquanto os conversores II e III alcançaram rendimentos em torno de 95%.

Palavras-chave – Boost, Conversores CC-CC, Entrelaçado, Flyback, Indutor Acoplado.

COMPARISON BETWEEN THREE HIGH GAIN NON-ISOLATED DC-DC CONVERTERS DERIVED FROM BOOST CONVERTER

Abstract – This work performs a comparison of three non-isolated high static gain DC-DC converters. These converters are derived from multi-stage, multi-phase configurations, magnetic elements, and voltage multiplier cells. The article reviews the methods employed to generate converters with high conversion ratio and characterizes them individually, and then integrates the techniques to generate the three converters. The analysis of the converters includes the number of components, voltage and current stresses, component losses, efficiency, static gain, and input current ripple. The converters were tested with a power of 1 kW, an output voltage of 800 volts, and a static gain exceeding 13 times. The experimental results confirm the theoretical study, in which Converter I achieved an efficiency of 87%, while Converters II and III achieved efficiencies around 95%.

Keywords – Boost, Flyback, High Step-Up DC-DC Converter, Interleaved, Coupled Inductor.

I. INTRODUÇÃO

Conversores CC-CC não-isolados de elevado ganho estático são utilizados em uma grande variedade de aplicações, tais como a formação de barramentos CC para o acionamento de motores elétricos e conexão com a rede elétrica, acoplamento entre fontes renováveis (eólica e fotovoltaica) a diversos tipos de carga, carregadores de bateria e fontes de alimentação. Entre as aplicações de maior destaque, está a geração renovável, que atualmente, devido à redução dos custos dessas fontes, tem participação significativa na matriz energética [1], [2]. Para acoplar fontes de geração de energia à cargas (rede ou cargas isoladas), os conversores CC-CC precisam apresentar características como elevado ganho estático, capacidade de controle, operação no ponto de máxima transferência de potência, além de auxiliar nos serviços auxiliares e oferecer proteção, entre outras funções [3].

Com base nessa demanda, aos conversores de elevada taxa de conversão são impostos desafios que, juntamente com o aprimoramento das novas tecnologias, requerem: (a) elevado ganho estático; (b) elevado rendimento; (c) reduzida ondulação da corrente de entrada; (d) reduzidos esforços de tensão e de corrente nos dispositivos semicondutores; e, sobretudo, (e) conversores compactos [4], [5].

A solução clássica para atender às necessidades de um conversor CC-CC de elevado ganho é o uso dos conversores básicos, como o conversor *boost* (sem isolamento galvânico) e o conversor *flyback* (com isolamento). No entanto, as soluções com esses conversores apresentam limitações em termos de altos ganhos e/ou potências, devido às significativas perdas de energia [6], o que exige o desenvolvimento de novas soluções (novos conversores) para aplicações recentes [7].

Existem diversas opções descritas na literatura para enfrentar esses desafios, como o uso de indutores chaveados, capacitores chaveados, multiestágios (cascata e entrelaçado) e acoplamento magnético (indutor acoplado, transformador e autotransformador) [8]–[12]. Para aplicações de elevado ganho estático, é comum utilizar mais de uma dessas técnicas, como: (1) alocar mais células de ganho no estágio de reduzida corrente para obter um maior ganho de tensão; (2) reduzir o número de componentes no estágio de elevada corrente para diminuir as perdas; (3) alocar os interruptores longe do estágio de saída para evitar elevados esforços de tensão de bloqueio [13]. A literatura atual apresenta muitas soluções para conversores elevadores na faixa de potência até 200 W, mas poucas soluções para as soluções de 1 a 2 kW.

Neste contexto, este trabalho apresenta uma análise das características de três conversores: (a) com potência da ordem de alguns kW; (b) com elevado ganho estático; e (c) com reduzida ondulação da corrente de entrada [14]–[17].

II. DEFINIÇÕES APLICADAS EM CONVERSORES CC-CC DE ELEVADO GANHO ESTÁTICO

A literatura apresenta uma ampla variedade de conversores CC-CC com diferentes níveis de tensão de operação e ganho estático. Comparar essas topologias é desafiador, mas métricas como rendimento, tipo de estágios de potência, número de componentes, densidade de potência e *ripple* de corrente são comumente usadas para facilitar a comparação. Os conversores geralmente utilizam estágios e células para obter o ganho desejado, e a caracterização desses elementos é importante para selecionar a topologia adequada. Segundo [18] é fundamental compreender os principais estágios e as células utilizadas em conversores de elevado ganho.

1) *Conversão em Dois Estágios*: o circuito da Figura 1 mostra um conversor de dois estágios/etapas/seções: (a) de entrada; e (b) de saída. A Figura 2 ilustra melhor esses aspectos [19].

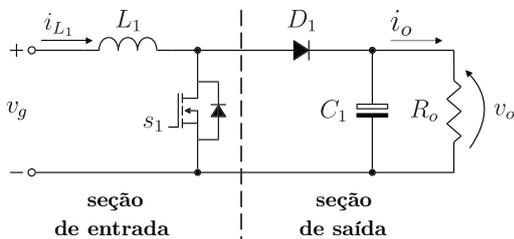


Fig. 1. Conversor com dois estágios: entrada e saída.

Os conversores de dois estágios tem como atributos:

- elevados esforços de tensão e de corrente nos dispositivos semicondutores;
- estágio de entrada → em geral, tipo de fonte de corrente;
- estágio de saída → em geral, tipo de fonte de tensão; e
- utilizam um reduzido número de componentes.

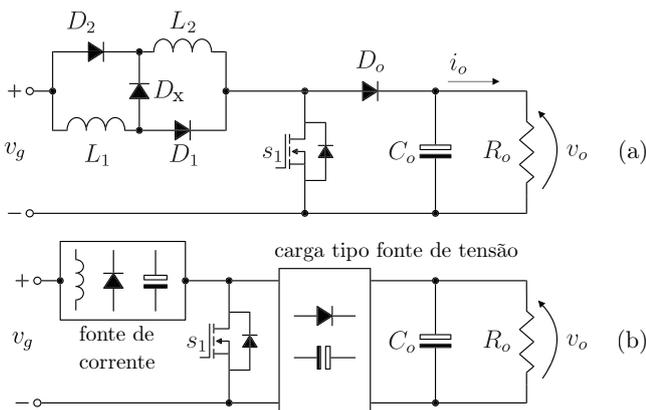


Fig. 2. Exemplo de conversores de dois estágios.

2) *Conversão em Multiestágios*: o circuito da Figura 3 mostra uma configuração em multiestágio — nesse caso são identificados três estágios: (a) de entrada; (b) intermediário; e (c) de saída. A Figura 4 contribui para o entendimento dessas singularidades [20], em que, os principais aspectos de uma estrutura em multiestágio podem ser listados como:

- reduzidos esforços de tensão no(s) interruptor(es);
- estágio de entrada → fonte de tensão ou de corrente;
- estágio de saída → fonte de tensão ou fonte de corrente;

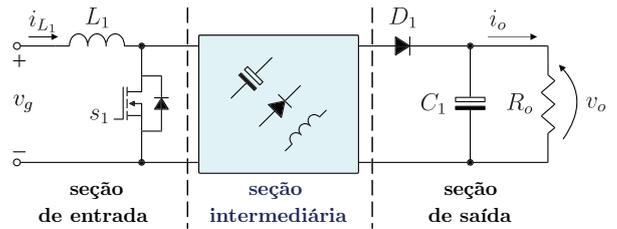


Fig. 3. Conversor com três estágios: entrada, intermediário e saída.

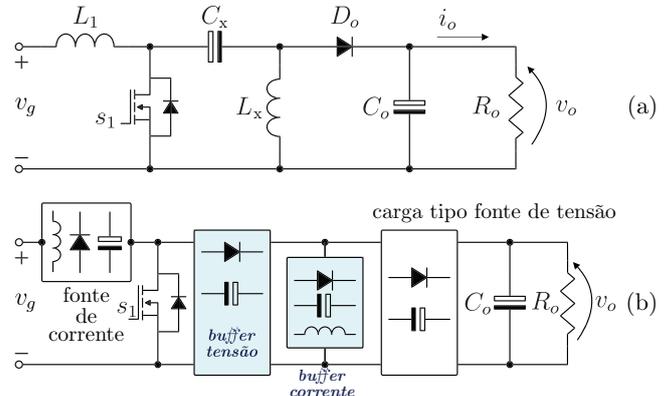


Fig. 4. Exemplo de conversores de três estágios.

- empregam um maior número de componentes.

As estruturas multiestágio são amplamente utilizadas em conversores com elevado ganho estático, pois permitem o uso de elementos magnéticos no estágio intermediário, como indutores acoplados e transformadores, que contribuem para a elevação da tensão de saída devido à relação de transformação. Além disso, os interruptores podem ficar mais afastados do estágio de elevada tensão da saída [21], [22].

3) *Conversão em Multi-Fase*: a Figura 5 mostra diferentes formas de onda da corrente de entrada de dois conversores. Na Figura 5.a o circuito utiliza um indutor simples (nessa configuração a corrente, quando em CCM, é do tipo contínua), enquanto que na Figura 5.b utiliza indutores acoplados, isso leva a descontinuidade dessa corrente, ou seja, opera em DCM.

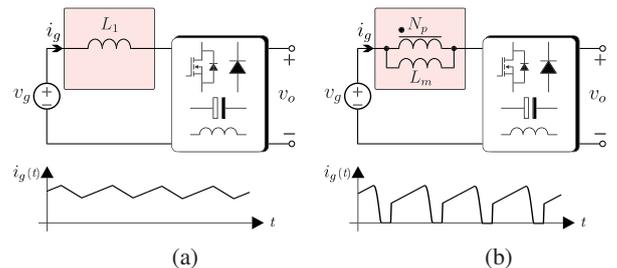


Fig. 5. Tipos de corrente de entrada para configurações monofásicas.

Em circuitos com indutores acoplados, a descontinuidade da corrente de entrada pode ser minimizada utilizando o conceito de fases. Com a aplicação de um sistema de duas fases, defasadas em 180°, é possível reduzir substancialmente a ondulação da corrente de entrada (Δi_g), conforme indicado na referência [23]. Essa estratégia contribui para aumentar o rendimento, diminuir as perdas nos interruptores e compactar o conversor, tornando-o mais leve e menor em tamanho. A Figura 6 ilustra graficamente essa característica.

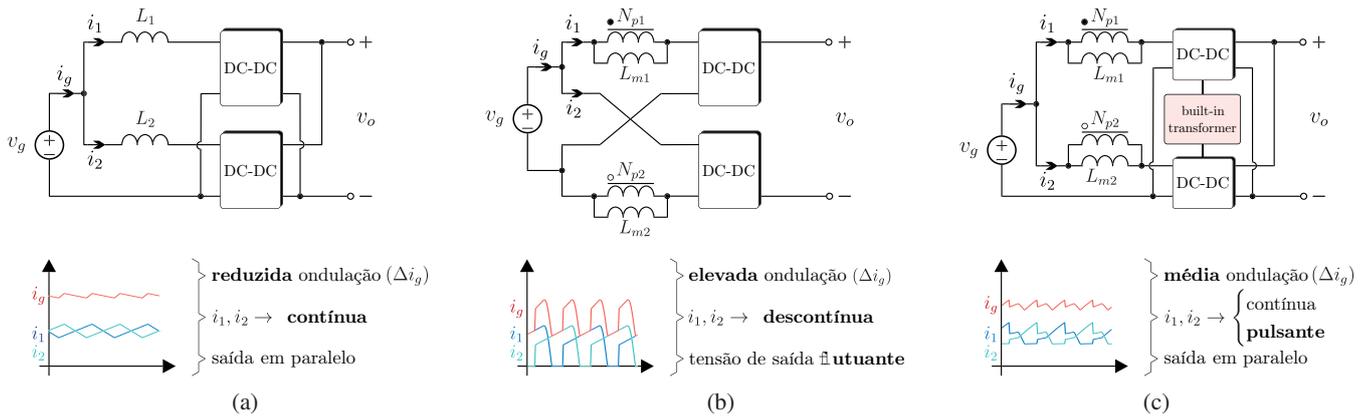


Fig. 6. Conversor *boost*-entrelaçado. (a) Conversor *boost*-entrelaçado convencional, com indutor sem acoplamento na entrada. (b) Entrada-paralela/saída-série, com indutor acoplado na entrada. (c) Entrada-paralela/saída-paralela, com indutor acoplado na entrada.

4) *Elementos Magnéticos*: O uso de elementos magnéticos, como indutores acoplados e transformadores, oferece duas variáveis para definição do ganho de tensão: a razão cíclica (d) e a relação de transformação (n). Essa técnica é amplamente aplicável na maioria dos conversores elevadores. Além disso, a utilização do conceito de multi-fase em conjunto com elementos magnéticos é uma maneira eficiente de aumentar o ganho estático. A Figura 7 exemplifica uma configuração em que a corrente de saída pode ser entendida como do tipo diferencial, ao considerar $i_{D1} - i_{D2}$.

No circuito presente na Figura 7, a corrente diferencial pode ser utilizada no primário de um transformador, desde que os diodos D_1 e D_2 sejam retirados. Dessa forma, a saída do conversor entrelaçado passa a ter uma tensão alternada quadrada, que pode ser utilizada como estágio de entrada do primário do transformador, como mostrado na Figura 8. Nesse arranjo, após a configuração em duas fases (estágio de entrada), o transformador passa a ser a seção intermediária da estrutura, antecedendo o estágio retificador de saída.

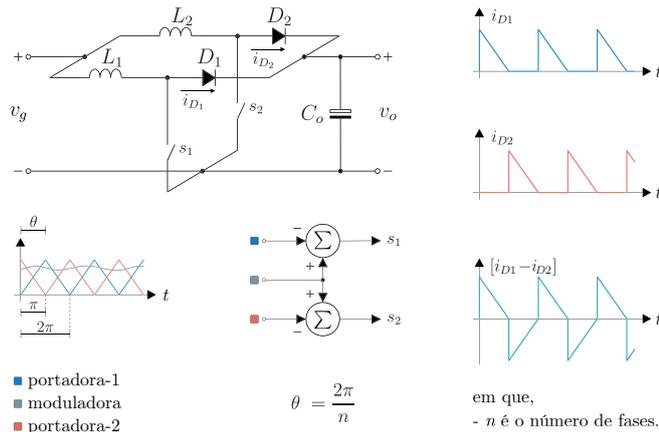


Fig. 7. Conversor *boost*-entrelaçado com duas fases.

A relação de transformação (ganho de tensão) do transformador, $n_{(T)}$, e do autotransformador, $n_{(AT)}$, é dada por,

$$\underbrace{n_{(T)} \triangleq \left[\frac{n_s}{n_p} \right]}_{\text{transformador}} = n, \quad \underbrace{n_{(AT)} \triangleq \left[\frac{n_s}{n_p} \right]}_{\text{autotransformador}} = n + 1, \quad (1)$$

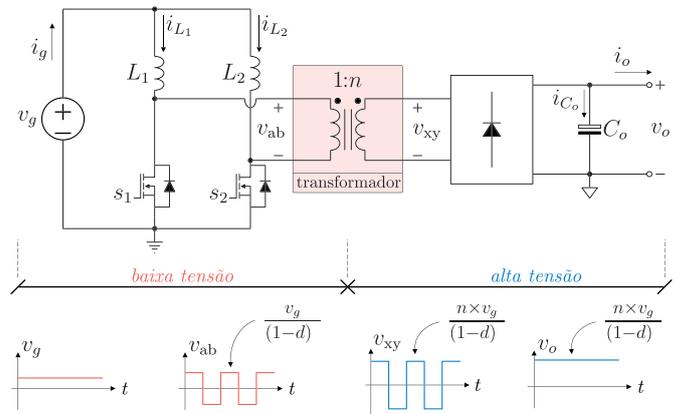


Fig. 8. Conversor *boost*-entrelaçado isolado.

em que, n_p é o número de espiras do primário e n_s é a quantidade de espiras do secundário. A expressão (2), ao considerar (1), apresenta a redução na quantidade de cobre necessária para a confecção de um autotransformador, quando comparado com um transformador,

$$\text{Cobre}_{[\text{redução}]} \triangleq \left| 1 - \frac{(n+1)}{n} \right| = \frac{1}{n}. \quad (2)$$

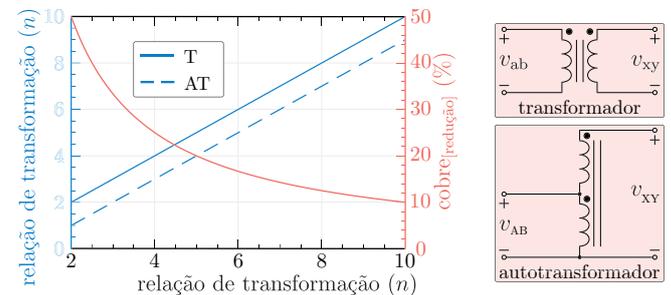


Fig. 9. Comparação da relação de ganho (n) do (T) e do (AT).

TABELA I
Comparativo da redução de cobre entre o (T) e o (AT)

$n = n_s/n_p$	2	3	4	5
T	2	3	4	5
AT	1	2	3	4
cobre _[redução]	50,0%	33,3%	25,0%	20,0%

Os dados da Figura 9 e da Tabela I exemplificam, por meio de uma comparação, a relação de transformação e a redução na quantidade de cobre necessária para a confecção de um transformador e de um autotransformador. Observa-se que, para uma relação de transformação igual a 2, ocorre uma redução de 50% na quantidade de cobre para um autotransformador, o que mostra a vantagem do uso deste tipo de solução em termos de economia de cobre. Além disso, o autotransformador, ao acoplar as duas fases, permite o balanceamento de potência entre essas fases. Assim, em teoria, cada fase processa a metade da potência de saída, mesmo na ausência de um controle em malha fechada.

Embora a técnica de multi-fase seja capaz de contornar os problemas de ondulação da corrente de entrada, e os elementos magnéticos permitam elevar o ganho de tensão, as indutâncias não acopladas (de dispersão) continuam sendo uma adversidade presente. Essas indutâncias são uma característica intrínseca dos elementos magnéticos, o que faz com que parte do fluxo magnético produzido no primário não seja aproveitado pelo secundário. Consequentemente, surge um fluxo disperso que, durante as comutações, não tem um caminho alternativo para escoamento da energia armazenada, produzindo sobretensões e sobrecorrentes nos dispositivos semicondutores (diodos e interruptores) [24]–[26].

5) *Célula Multiplicadora de Tensão*: a premissa básica deste tipo de célula é aumentar o ganho de tensão. Ademais, podem ajudar a reduzir os efeitos causados pelas indutâncias não acopladas nos elementos magnéticos, proporcionando um caminho para a circulação da corrente nessas indutâncias. Além disso, permitem uma divisão dos esforços de tensão entre os dispositivos semicondutores. A Figura 10 apresenta duas estruturas que utilizam esses conceitos [27], [28].

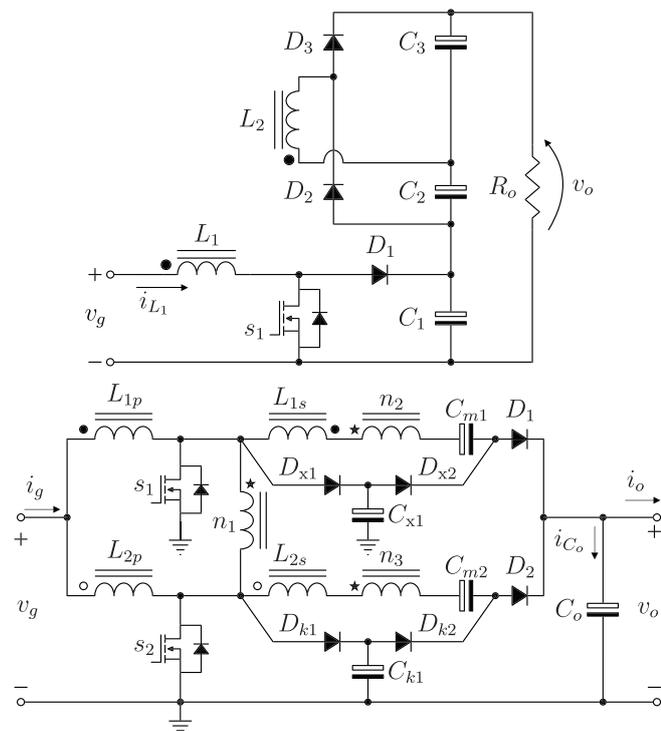


Fig. 10. Conversores com indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão.

III. CONCEPÇÃO DOS TRÊS CONVERSORES

Os conversores propostos tomam por base os conceitos discutidos anteriormente, incluindo configuração em cascata, entrelaçamento, acoplamento de fases, indutores acoplados, autotransformadores e células multiplicadoras de tensão [17]. Diferentes variações/configurações podem ser geradas combinando as células apresentadas em diferentes formas e grupos. As escolhas feitas visam avaliar experimentalmente o uso de diferentes células na concepção de conversores de até alguns kW. Os conversores, denominados Conversor I, Conversor II e Conversor III, permitem:

- elevado ganho estático ($M > 13 \times$);
- potência na ordem alguns kW ($P_o \geq 1 \text{ kW}$);
- elevada tensão de saída ($V_o = 800 \text{ volts}$); além de,
- reduzida ondulação da corrente de entrada (Δi_g).

1) *Conversor I*: este conversor utiliza a configuração em cascata de dois conversores do tipo *boost-flyback* com conexão série/empilhada, vide circuito da Figura 11.a. Neste trabalho a fim de reduzir as perdas, o primeiro estágio processa toda a energia e transfere parte dela diretamente para a saída sem passar para o segundo estágio. Tal feito tende a reduzir o processamento redundante de energia, que, em teoria, possibilita uma redução das perdas, levando a um maior rendimento. Isso é possível porque uma das saídas do primeiro estágio está empilhada com as saídas do segundo estágio [14].

2) *Conversor II*: veja o circuito da Figura 11.b, é uma estrutura, na qual a corrente do estágio de entrada é dividida em duas fases usando a técnica de entrelaçamento, o que ajuda a reduzir as ondulações dessa corrente, emprega indutores acoplados, o que aumenta o ganho de tensão. O estágio de entrada é conectado a um autotransformador, que acopla as duas fases e permite um balanço de potência entre elas. O estágio de saída é composto por células multiplicadoras de tensão, que aumentam ainda mais o ganho de tensão [15].

3) *Conversor III*: conforme Figura 11.c, utiliza o conceito de entrelaçamento, dividindo a corrente de entrada em duas fases, na qual a saída é flutuante (sem ponto comum (terra) entre a entrada e a saída), permitindo que as tensões de saída sejam somadas e, consequentemente, reduzindo os esforços nos diodos de saída. Para aumentar o ganho estático, o conversor dispõe de um autotransformador e uma célula multiplicadora de tensão em cada fase. A utilização desses elementos permite um melhor aproveitamento da energia e reduz a necessidade de componentes adicionais, tornando o sistema mais compacto. Além disso, a comutação em zero de corrente nos diodos de saída reduz as perdas e aumenta a vida útil do sistema [16].

IV. ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS CONVERSORES

As equações, gráficos e tabelas relacionadas aos conversores, apresentados na sequência, foram desenvolvidos e obtidos em diferentes trabalhos [14], [15], [16] e sintetizados de forma sucinta nesta seção. Essas informações permitem uma análise quantitativa dos conversores, incluindo o ganho estático, esforços de tensão no(s) interruptor(es) e no(s)

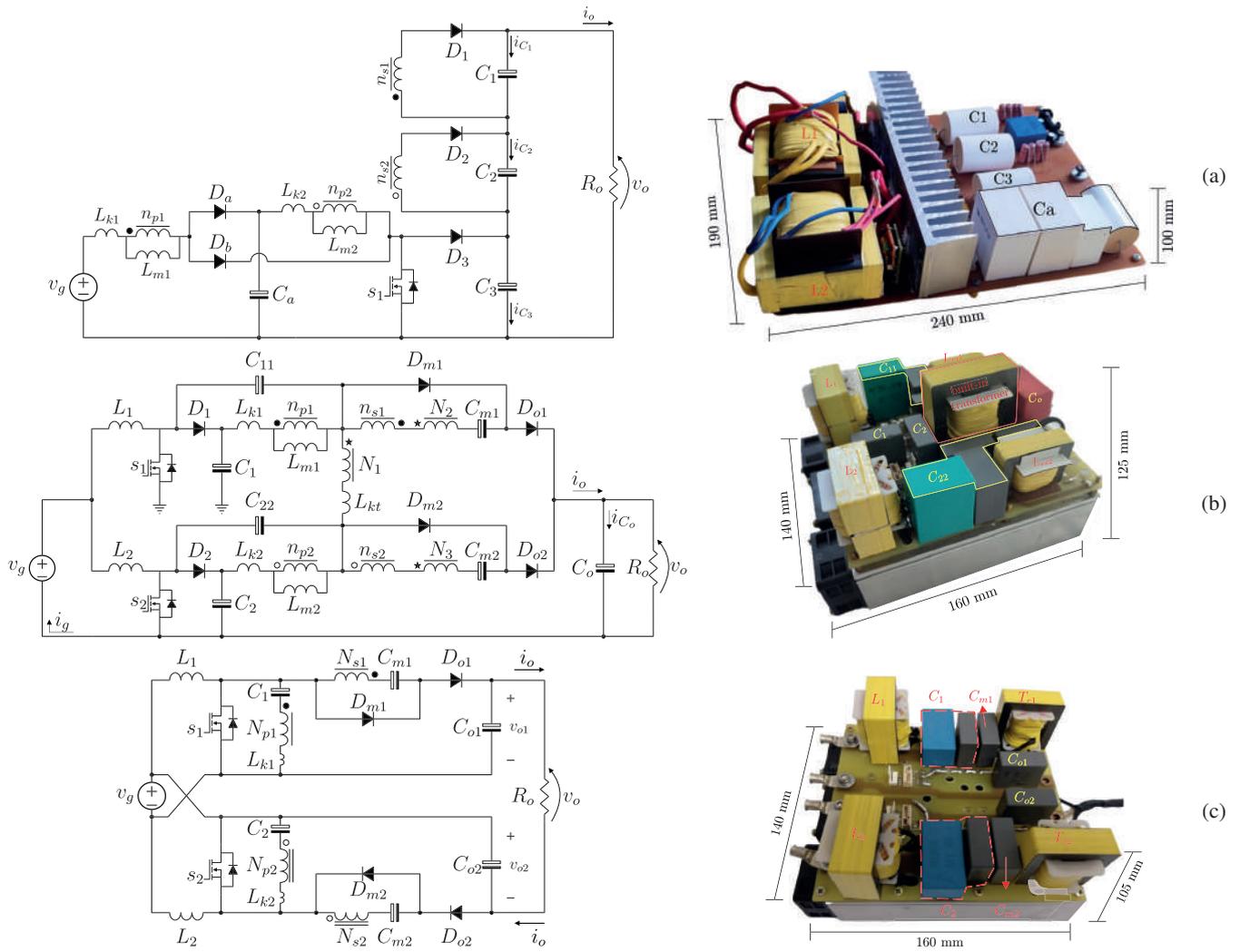


Figura 11. Circuito e fotografia dos três conversores. (a) Conversor I [14]. (b) Conversor II [15]. (c) Conversor III [16].

TABELA II
Parâmetros dos Conversores

Parâmetro	Conversor I	Conversor II	Conversor III
Quantidade de interruptores	1	2	2
Quantidade de diodos	5	6	4
Quantidade de capacitores	4	7	6
Quantidade de núcleos/bobinas	2/4	5/9	4/6
Ganho estático $M_{(ccm)}$	$\frac{n_1(d-d^2)+n_2d+1}{(1-d)^2}$	$\frac{2N+n+d+1}{(1-d)}$	$\frac{2N+d+1}{(1-d)}$
Tensão de bloqueio interruptores (v_s/v_o)	$\frac{1}{n_1(d-d^2)+n_2d+1}$	$\frac{1}{(2N+n+d+1)}$	$\frac{1}{(2N+d+1)}$
Tensão de bloqueio diodos (v_{D_o}/v_o)	$\frac{n_2}{n_1(d-d^2)+n_2d+1}$	$\frac{2N+n+1}{(2N+n+d+1)}$	$\frac{N+1}{(2N+d+1)}$
Corrente de entrada	contínua-pulsante	contínua	contínua
Ondulação de corrente (Δi_g)	pulsante	reduzida	reduzida
Frequência (f_s)	50 kHz	50 kHz	50 kHz
Rendimento máximo	94,00%	94,89%	94,80%
Rendimento em plena carga	87,00%	93,68%	92,86%
Potência [W]	1000	1000	1000
Ganho (M)	13,33	16,66	16,66
v_g/v_o (V)	60/800	48/800	48/800

diodo(s) de saída, entre outras grandezas relevantes para o entendimento e caracterização desses conversores [17].

A. Ganho Estático em CCM

O ganho estático ideal, em modo de condução contínua (CCM), de cada conversor é dado por,

$$M_{(ccm)} \triangleq \frac{v_o}{v_g} = \frac{n_1(d-d^2) + n_2d + 1}{(1-d)^2}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_o}{v_g}} \right\} \text{ conversor I, (3)}$$

$$= \frac{2N + n + d + 1}{(1-d)}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_o}{v_g}} \right\} \text{ conversor II, (4)}$$

$$= \frac{2N + d + 1}{(1-d)}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_o}{v_g}} \right\} \text{ conversor III, (5)}$$

em que, (d) é a razão cíclica, (N) expressa a relação de transformação dos autotransformadores, enquanto (n) descreve a relação de transformação dos indutores acoplados.

B. Ganho Estático em DCM

O ganho estático, em modo de condução descontínua (DCM), é expresso por (6), (7) e (8), respectivamente, para o Conversor I, para o Conversor II e para o Conversor III,

$$M_{(dcm)} = \left\| \left[\frac{1}{3\bar{i}_o(d-1)} \left(\frac{\sqrt[3]{\Gamma + \Psi}}{\sqrt[3]{2}} + \frac{\sqrt[3]{2\Theta}}{\sqrt[3]{\Gamma + \Psi}} \right) \right] \right\| + \frac{dn+1}{3(1-d)}, \quad (6)$$

$$= \frac{(3n+1)}{2} + \sqrt{\frac{d^2(3n+1)}{(\bar{i}_o)(2n+1)} + \frac{(3n+1)^2}{4}}, \quad (7)$$

$$= \frac{(N+1)}{2} + \sqrt{\frac{d^2}{(\bar{i}_o)} + \frac{(N+1)^2}{4}}, \quad (8)$$

em que,

$$\Gamma = (\bar{i}_o)^2 [9d^2(1-d)^2(2dn-3n-1) - 2\bar{i}_o(dn+1)^3],$$

$$\Theta = (-\bar{i}_o)^2 (dn+1)^2 - 3\bar{i}_od^2(d-1)^2,$$

$$\Psi = \sqrt{\Gamma^2 + 4\Theta^3},$$

na qual,

$$\underbrace{\bar{i}_o = \frac{2L_m f_s}{v_o}}_{\text{conversor I}}, \quad \underbrace{\bar{i}_o = \frac{2L_1 f_s}{v_o}}_{\text{conversor II}}, \quad \underbrace{\bar{i}_o = \frac{2L_1 f_s}{v_{o1}}}_{\text{conversor III}}$$

C. Tensão Normalizada nos Interruptores

A tensão normalizada nos interruptores (v_s/v_o) é dada por,

$$\frac{v_s}{v_o} = \frac{1}{n_1(d-d^2) + n_2d + 1}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_s}{v_o}} \right\} \text{ conversor I, (9)}$$

$$= \frac{1}{(2N + n + d + 1)}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_s}{v_o}} \right\} \text{ conversor II, (10)}$$

$$= \frac{1}{(2N + d + 1)}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_s}{v_o}} \right\} \text{ conversor III. (11)}$$

D. Tensão Normalizada no Diodo de Saída

A tensão nos diodos de saída (v_{Do}/v_o) é denotada por,

$$\frac{v_{Do}}{v_o} = \frac{n_2}{n_1(d-d^2) + n_2d + 1}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_{Do}}{v_o}} \right\} \text{ conversor I, (12)}$$

$$= \frac{2N + n + 1}{(2N + n + d + 1)}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_{Do}}{v_o}} \right\} \text{ conversor II, (13)}$$

$$= \frac{N + 1}{(2N + d + 1)}, \quad \left. \vphantom{\frac{v_{Do}}{v_o}} \right\} \text{ conversor III. (14)}$$

A Figura 12 apresenta as curvas de ganho estático e os esforços de tensão nos dispositivos semicondutores. O conversor I possui melhor ganho estático, enquanto o conversor III apresenta melhor figura de mérito em relação à tensão de bloqueio dos diodos de saída. A Figura 13 mostra a região de fronteira (\bar{i}_{ko}) que representa o limiar entre o ganho estático em CCM e DCM. Conversores com uma ampla área em CCM, como nos conversores em estudo, permitem maiores variações na corrente de saída sem entrar na região de DCM. A região \bar{i}_{ko} é discutida com mais detalhes em [17].

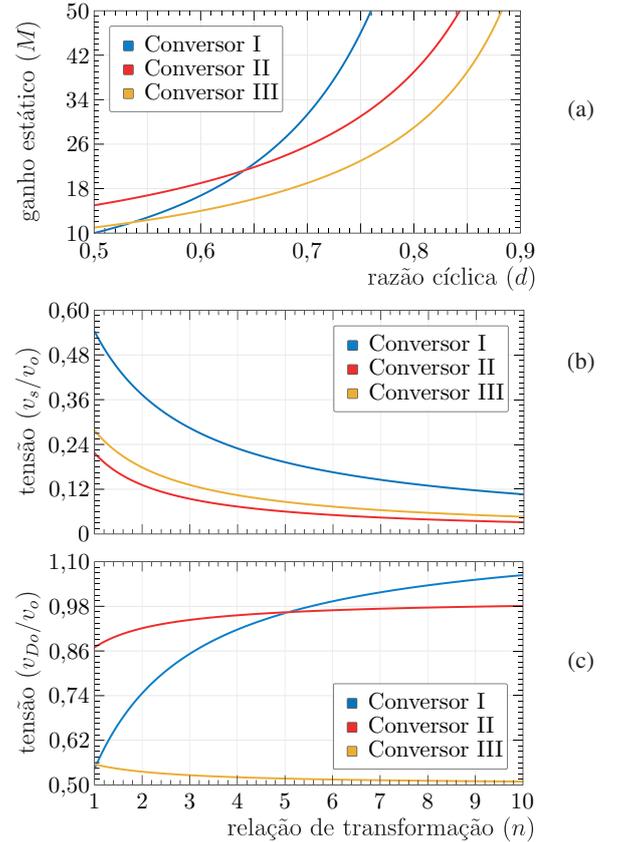


Fig. 12. Comparação de desempenho. (a) Ganho estático $M_{(ccm)}$. (b) Tensão normalizada (v_s/v_o). (c) Tensão normalizada (v_{Do}/v_o).

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de testar os conversores, alguns ensaios foram realizados em laboratório. Os conversores foram projetados e testados conforme as especificações da Tabela III.

TABELA III
Especificação dos Parâmetros dos Conversores

Parâmetro / Componente	Símbolo	Especificação
Tensão de entrada	v_g	48 V
Tensão de saída	v_o	800 V
Ganho estático	$M_{(ccm)}$	16,667
Potência de saída	P_o	1000 W
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Razão cíclica	d	$\approx 0,637$
Resistência de carga	R_o	640 Ω
Ondulação percentual de corrente	$\Delta_{iLm\%}$	30%
Ondulação percentual de tensão	$\Delta_{vc\%}$	1%

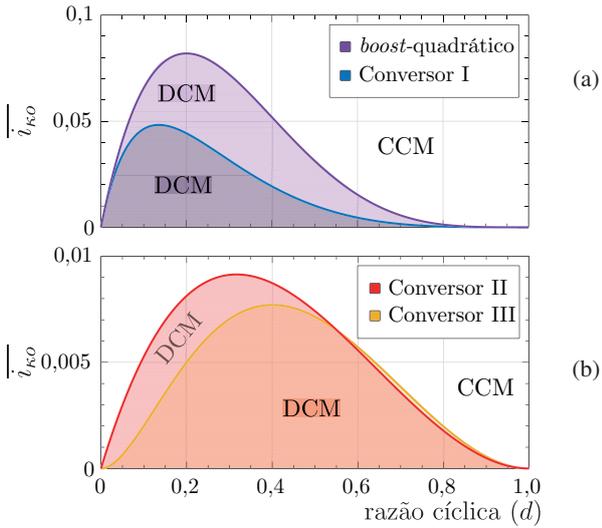


Fig. 13. Região de fronteira (\bar{i}_{ko}). (a) Conversor *boost-quadrático* e Conversor I. (b) Conversor II e Conversor III.

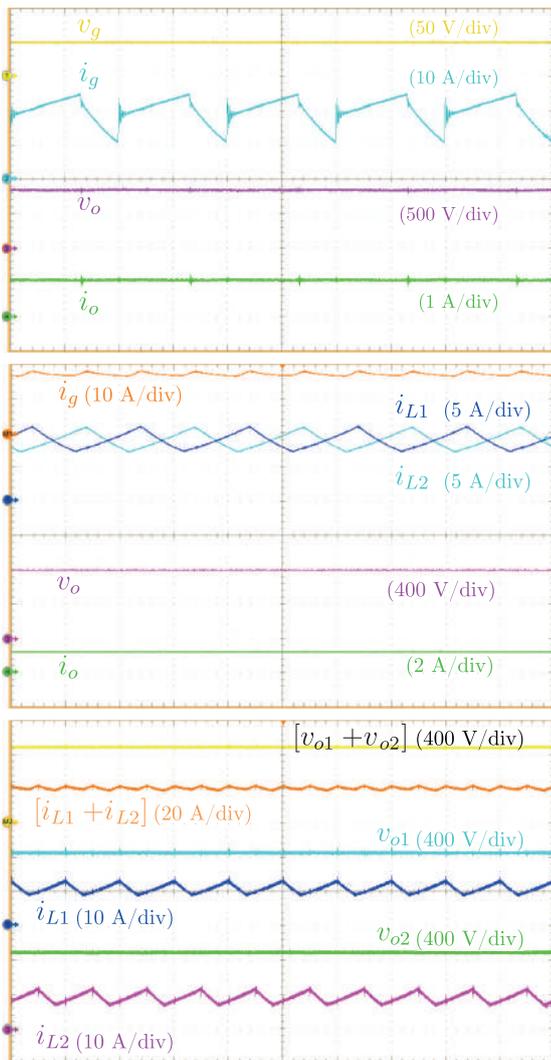


Fig. 14. Tensões e correntes: de entrada e de saída, [tempo: 10 μ s/div]. (a) Conversor I. (b) Conversor II. (c) Conversor III.

A Figura 14 exibe as formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída dos conversores em análise. O Conversor I apresenta a maior ondulação de corrente de entrada (Δi_g), devido ao fato de que o primeiro indutor acoplado não transfere sua energia diretamente para a saída durante a etapa de desmagnetização, levando à uma parcial descontinuidade na corrente de entrada (i_g). Isso ocorre pois, num primeiro momento a energia do indutor de dispersão (L_{k1}) carrega o capacitor (C_1), o que leva à descontinuidade na corrente de entrada (i_g). Dado que C_1 tem uma grande capacitância, necessário para magnetizar L_{m2} durante a condução de s_1 , não ocorre uma grande variação de sua tensão (exigindo poucas cargas), impondo uma derivada de descarga lenta em i_{Lk1} e em i_g . Os outros dois conversores, configurados em entrelaçado, apresentam reduzida ondulação da corrente de entrada. Já para o estágio de saída, destaca-se a baixa ondulação da tensão de saída (Δv_o), além da tensão de projeto de 800 volts.

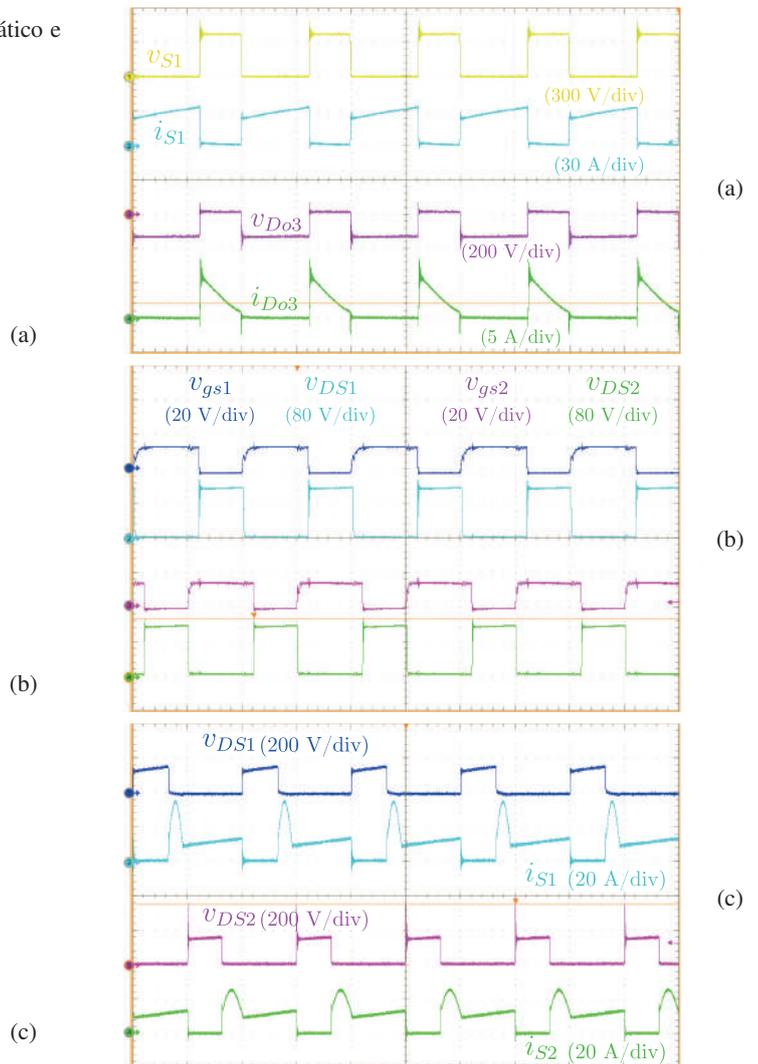


Fig. 15. Esforços de tensão e de corrente nos interruptores, [tempo: 10 μ s/div]. (a) Conversor I. (b) Conversor II. (c) Conversor III.

A Figura 15 mostra as formas de onda de tensão nos interruptores para os três conversores. Mesmo sem circuitos *snubbers*, todos apresentam picos de tensão reduzidos durante as comutações. No Conversor I, são mostrados os esforços no diodo com maior tensão de bloqueio, isto é, no diodo D_{03} .

Para o Conversor II, é apresentado o sinal de comando nos interruptores e a tensão nos MOSFETs. No Conversor III, os picos de tensão em v_{DS2} são originados pela ponteira de tensão utilizada para a medição, que inseriu essa característica.

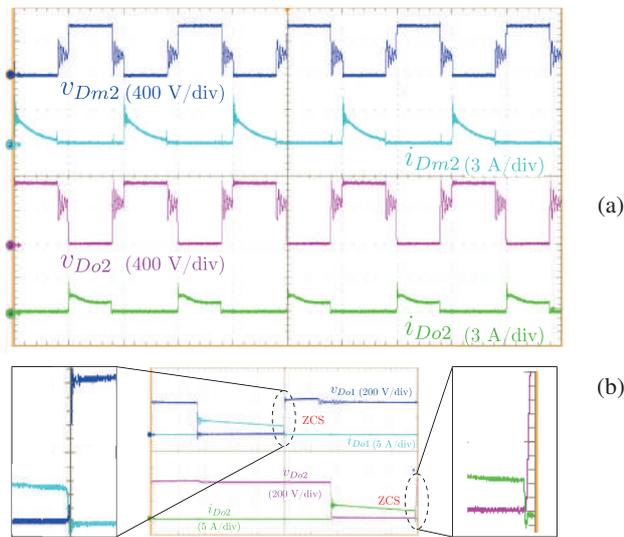


Fig. 16. Esforços de tensão nos diodos de saída, [tempo: 10 μ s/div]. (a) Conversor II. (b) Conversor III.

Os esforços de tensão nos diodos de saída dos conversores II e III são mostrados na Figura 16, enquanto que para o diodo com maior tensão de bloqueio do conversor I é mostrado na Figura 14. Pelas formas de onda, é possível observar que há diferenças nas tensões de bloqueio dos diodos, mas todas estão de acordo com os dados da Tabela II. Um detalhe interessante é a comutação com corrente nula (ZCS) para os diodos de saída do Conversor III, enquanto que nos demais conversores as comutações são sempre dissipativas.

VI. COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES

Os três conversores foram projetados para uma potência de 1 kW, uma frequência de comutação de 50 kHz, uma tensão de entrada de 48 V e uma tensão de saída de 800 V. Como resultado, o ganho estático é da ordem de $16\times$, conforme a Figura 12.a, enquanto a corrente de entrada é de cerca de 20 A, o que apresenta desafios durante as comutações (alta corrente \times alta tensão), como pode ser observado nas Figuras 12.b e 12.c, que mostram as tensões de bloqueio.

A pesquisa resultou em três soluções com alto ganho estático e potência de alguns kW, cujas quantidades de componentes são comparadas na Figura 17, enquanto o rendimento é apresentado na Figura 18. A partir das informações da Figura 17, verificou-se que o Conversor I tem a menor quantidade de componentes em relação aos demais, embora os indutores acoplados processem quase a mesma potência (elementos volumosos). O Conversor II possui mais elementos magnéticos, diodos e capacitores, embora os elementos magnéticos sejam menores em volume e peso. Por sua vez, o Conversor III tem quantidades intermediárias, sendo maiores que o Conversor I e menores que o Conversor II, com componentes de reduzido peso e volume. Conforme a Figura 18, os ensaios de rendimento mostraram que as soluções II e III são melhores que a solução I.

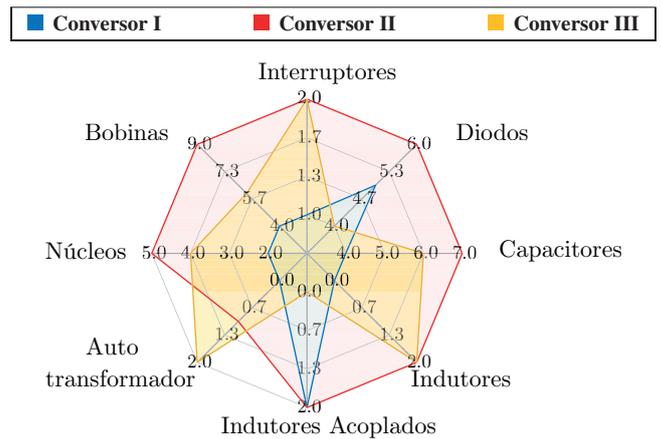


Fig. 17. Quantidade de componentes dos conversores propostos.

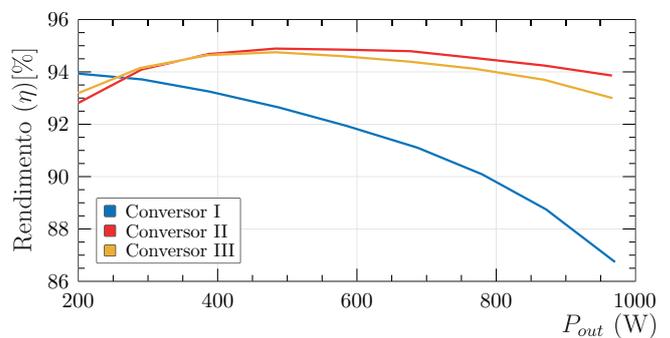


Fig. 18. Rendimento experimental.

A análise de perdas em plena carga (1 kW) está presente na Tabela IV, indicando que as perdas no interruptor, diodos e elementos magnéticos são os principais causadores do baixo rendimento da solução I.

Os dados da Tabela IV evidenciam que uma maior tensão de bloqueio, como no caso do Conversor I, associada a uma elevada corrente de entrada, leva à escolha de um MOSFET com maior resistência de condução ($r_{ds(on)}$), o que implica em maiores perdas por condução. É importante destacar que o modelo do interruptor escolhido também apresentou elevadas perdas por comutação. Além disso, os diodos do estágio de entrada, D_1 e D_2 , contribuem consideravelmente para a redução do rendimento do Conversor I. Por outro lado, os Conversores II e III, que exigem menores esforços de tensão e corrente devido ao uso da configuração em entrelaçado, apresentam menores perdas por condução e por comutação.

A potência dissipada nos elementos magnéticos, indutores e autotransformadores, é um fator importante nas perdas dos conversores. Observa-se que, devido à configuração em cascata, o Conversor I apresenta as maiores perdas. Embora essa estrutura apresente um ganho estático elevado, a transferência quase que total de energia pelos dois indutores acoplados contribui significativamente para o aumento das perdas. É importante destacar que reduzir as perdas nesses elementos pode ser um desafio, especialmente em potências na ordem de alguns kW.

Os gráficos da Figura 19 permitem uma melhor visualização da distribuição das perdas nos componentes. É evidente que as maiores perdas ocorrem nos elementos localizados na entrada do conversor (como interruptores,

TABELA IV
Estimativa das Perdas nos Componentes

Tensões e correntes tóricas nos interruptores				
Conversor	Tensão de Bloqueio	Valor	Corrente	Valor
I	$\frac{1}{n_1(d-d^2)+n_2d+1}$	360 V	$iDS_{(avg)}$	≈ 20 A
II	$\frac{1}{(2N+n+d+1)}$	120 V	$iDS_{(avg)}$	≈ 10 A
III	$\frac{1}{(2N+d+1)}$	140 V	$iDS_{(avg)}$	≈ 10 A

Perdas experimentais nos interruptores				
Conversor	MOSFET / V_{DS}	$rds_{(on)}$	P_{cond}	P_{com}
I	IXKH70N60C5 / 600 V	45m Ω	17,00 W	16,50 W
II	IRFP4668 / 200 V	8m Ω	1,65 W	11,50 W
III	FCH76N60NF / 600 V	38m Ω	7,75 W	7,60 W

Perdas - Indutores/Autotransformadores				
Conversor	Potência de Saída (P_{out})			
	250 W	500 W	750 W	1000 W
I	2,71 W	11,55 W	27,91 W	53,40 W
II	1,43 W	2,83 W	5,14 W	8,36 W
III	1,73 W	3,32 W	5,93 W	9,57 W

Perdas Totais				
Conversor	Elementos	Diodos	MOSFETs ($P_{cond} + P_{com}$)	Total
	Magnéticos			
I	52%	28%	19%	130 W
II	46%	10%	43%	60 W
III	43%	19%	36%	70 W

na qual, $P_{cond} \rightarrow$ perdas por condução; $P_{com} \rightarrow$ perdas por comutação.

diodos e indutores), onde circulam as maiores correntes, corroborando com os dados da Tabela IV. Esses resultados indicam que o posicionamento do(s) interruptor(es), que influencia na necessidade de uma maior ou menor tensão de bloqueio, tem um impacto significativo nas perdas. Outro aspecto observado neste trabalho é a quantidade de componentes, que não permite afirmar que um conversor com menor número de componentes terá necessariamente um rendimento maior. É importante destacar também que estruturas em cascata apresentam perdas consideráveis e sua aplicação em elevadas potências ainda é um desafio, como já apontado na literatura.

VII. COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO COM OUTROS CONVERSORES EXISTENTES NA LITERATURA

A Tabela V apresenta dados comparativos, considerando a potência nominal, entre os três conversores estudados e outros conversores já descritos na literatura.

Comparando o Conversor I com outros conversores boost-quadráticos, é evidente que a maioria dos autores opta por processar potências abaixo de 200 W [29], [30] e [31], o que indica grandes desafios em trabalhar com potências maiores. Esta configuração apresenta elevados esforços de corrente no interruptor e elevada tensão de bloqueio nos diodos de saída. Apesar disso, os dados da Tabela V mostram que o Conversor I entrega resultados satisfatórios quando comparado com os demais, apresentando rendimento semelhante, maior potência, maior ganho estático e, sobretudo, maior tensão de saída.

Os dados de comparação entre o Conversor II e outros conversores mostram valores semelhantes, com exceção de um maior ganho estático em relação aos conversores [33] e [34], e menor em relação ao [32]. No entanto, é importante ressaltar que os ensaios foram realizados em condições diferentes, com

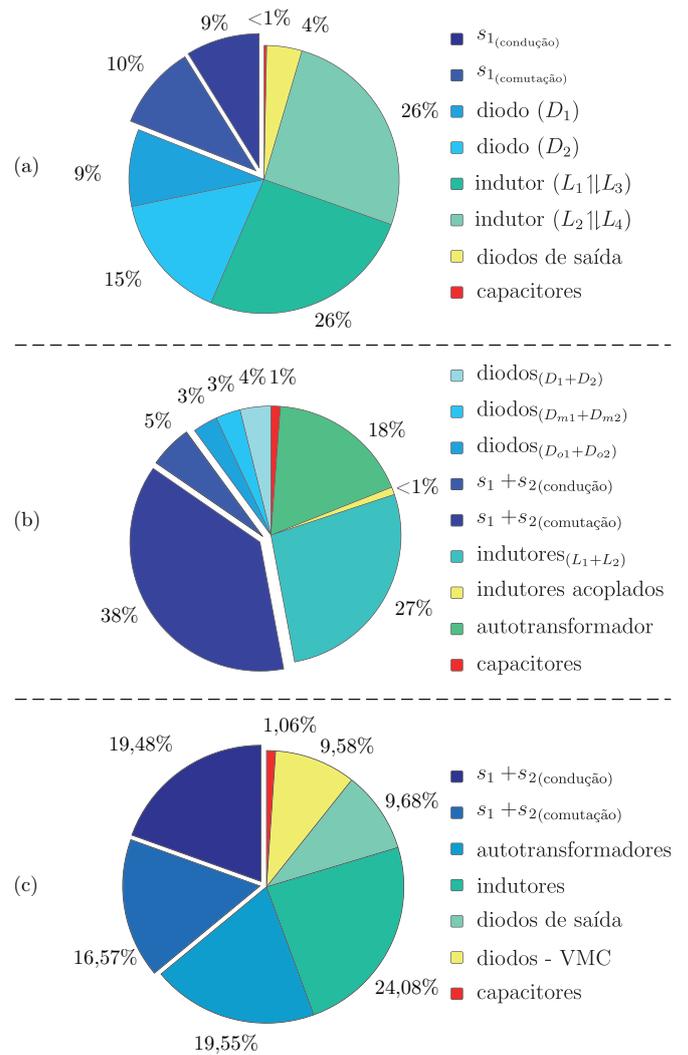


Fig. 19. Estimativa das perdas dos conversores em plena carga. (a) Conversor I. (b) Conversor II. (c) Conversor III.

o Conversor II operando em uma relação de 48/800 (tensão de entrada/tensão de saída) enquanto os outros conversores foram ensaiados com tensão de saída sempre abaixo de 400 volts. Isso indica que ao optar por uma tensão de saída menor, teoricamente foram utilizados dispositivos semicondutores com reduzida tensão de bloqueio (menor resistência de condução), o que deveria resultar em menores perdas. No entanto, os resultados de rendimento foram semelhantes, o que demonstra que o Conversor II apresentou bom desempenho ao permitir um alto ganho estático, uma elevada tensão de saída e um rendimento satisfatório.

As informações apresentadas na Tabela V permitem comparar o Conversor III com outros conversores presentes na literatura, tais como [35], [36] e [37]. De acordo com os dados, a primeira diferença notável é que, exceto pelo Conversor III, os outros conversores apresentam uma tensão de saída abaixo de 400 volts, o que significa que os dispositivos semicondutores são submetidos a menores esforços de tensão. Além disso, o Conversor III apresentou um ganho estático e potência de saída maiores do que os outros conversores. Esses resultados mostram que, apesar dos maiores desafios enfrentados pelo Conversor III, como uma tensão de saída elevada, ganho estático elevado e potência processada elevada, ele ainda apresentou um rendimento semelhante aos outros

TABELA V
Comparação de Desempenho com Outros Conversores

Parâmetro	Conversor			
	proposto I	em [29]	em [30]	em [31]
Ganho estático (M_{ccm})	$\frac{n_1(d-d^2)+n_2d+1}{(1-d)^2}$	$\frac{1+n}{(1-d)^2}$	$\frac{1+n-d}{(1-d)^2}$	$\frac{1}{(1-d)^2}$
v_g/v_o	60/800	16/115	48/300	20/70
M_{ccm}	13,33	7,18	6,25	3,5
Frequência (f_s)	50 kHz	40 kHz	50 kHz	50 kHz
Potência (P_o)	1000 W	38 W	120 W	24 W
Ondulação de corrente (Δ_{ig})	pulsante	reduzido	pulsante	reduzido
Rendimento (η)	87,00%	91,60%	92,50%	83,90%

Parâmetro	Conversor			
	proposto II	em [32]	em [33]	em [34]
Ganho estático (M_{ccm})	$\frac{2N+n+d+1}{(1-d)}$	$\frac{2(N+1)}{(1-d)}$	$\frac{Nd+1}{(1-d)}$	$\frac{2(N+1)}{(1-d)}$
v_g/v_o	48/800	20/365	42/350	40/380
M_{ccm}	16,66	18,25	8,33	9,5
Frequência (f_s)	50 kHz	50 kHz	25 kHz	100 kHz
Potência (P_o)	1000 W	1000 W	1500 W	1000 W
Ondulação de corrente (Δ_{ig})	bem reduzida	reduzida	elevada	bem reduzida
Rendimento (η)	94,00%	93,00%	94,80%	95,40%

Parâmetro	Conversor			
	proposto III	em [35]	em [36]	em [37]
Ganho estático (M_{ccm})	$\frac{2N+d+1}{(1-d)}$	$\frac{N+2}{(1-d)}$	$\frac{N+1}{(1-d)}$	$\frac{2(N+1)}{(1-d)}$
v_g/v_o	48/800	36/380	36/380	40/380
M_{ccm}	16,66	10,55	10,55	9,50
Frequência (f_s)	50 kHz	100 kHz	100 kHz	100 kHz
Potência (P_o)	1000 W	500 W	500 W	1000 W
Entrelaçado	✓	✗	✗	✓
Rendimento (η)	93,00%	95,60%	95,40%	95,40%

conversores. Vale ressaltar que os conversores [35] e [36] não foram configurados em modo entrelaçado, o que significa que eles têm um número reduzido de componentes e teoricamente deveriam apresentar um rendimento superior, mas mesmo assim, o Conversor III se mostrou eficiente.

VIII. RESUMO DOS INDICADORES DE DESEMPENHO DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS ESTUDADAS

Ao escolher um método para obter conversores com alta taxa de conversão é importante considerar vários parâmetros de projeto, tais como ganho estático, tensão de saída, potência processada, frequência de comutação, esforços nos dispositivos semicondutores e rendimento. A Tabela VI apresenta as singularidades dessas técnicas, como semelhanças, vantagens, desvantagens e aplicações, podendo ser utilizada como ferramenta para ajudar, engenheiros e pesquisadores, na seleção da técnica mais adequada para o projeto de um conversor. A análise comparativa possibilita identificar qual técnica se encaixa melhor em determinadas condições de projeto, permitindo uma otimização do sistema.

TABELA VI
Comparação de Desempenho Das Principais Técnicas

Indutor Chaveado	
Vantagem	Desvantagem
✓ permite elevado ganho estático	✗ elevado número de componentes
	✗ elevados esforços de corrente
	✗ elevada EMI
	✗ elevadas perdas
localização → em geral, no estágio de entrada (elevada corrente).	
aplicação → em sistemas de reduzida potência.	

Célula Multiplicadora de Tensão (Capacitor Chaveado)	
Vantagem	Desvantagem
✓ permite elevado ganho estático	✗ elevado número de componentes
✓ reduzida EMI	✗ elevados esforços de corrente
✓ reduzida/moderada perdas	
localização → em geral, no estágio de saída (reduzida corrente).	
aplicação → em sistemas de reduzida/média potência.	

Multiestágio - cascata	
Vantagem	Desvantagem
✓ permite elevado ganho estático	✗ elevado número de componentes
✓ <i>buffer</i> de tensão	✗ elevados esforços de corrente
✓ <i>buffer</i> de corrente	✗ elevadas perdas internas
✓ interruptor longe da alta tensão	✗ reduzido rendimento
localização → estágio de entrada (elevada corrente), ↳ de saída (elevada tensão).	
aplicação → em sistemas de reduzida potência.	

Multi-fase - entrelaçado com terra comum	
Vantagem	Desvantagem
✓ reduzida ondulação de corrente	✗ elevado número de componentes
✓ reduzida/moderada perdas	✗ elevada tensão nos diodos
	✗ reduzido ganho estático
localização → no estágio de entrada (elevada corrente).	
aplicação → em sistemas de média/elevada potência.	

Multi-fase - entrelaçado sem terra comum	
Vantagem	Desvantagem
✓ permite elevado ganho estático	✗ elevado número de componentes
✓ reduzida tensão nos diodos	✗ elevados esforços de corrente
✓ reduzida/moderada perdas	✗ saída flutuante
localização → no estágio de entrada (elevada corrente).	
aplicação → em sistemas de média/elevada potência.	

Acoplamento Magnético - indutor acoplado	
Vantagem	Desvantagem
✓ permite elevado ganho estático	✗ elevada EMI
✓ reduzido número de componentes	✗ elevados esforços de corrente
✓ reduzida/moderada perdas	✗ indutância de dispersão
	✗ elevados picos de tensão e de corrente nos semicondutores
localização → em geral, no estágio de entrada (elevada corrente).	
aplicação → em sistemas de reduzida/média potência.	

Acoplamento Magnético - transformador	
Vantagem	Desvantagem
✓ permite elevado ganho estático	✗ elevados esforços de corrente
✓ isolamento galvânica	✗ indutância de dispersão
	✗ elevados picos de tensão e de corrente nos semicondutores
localização → em geral, no estágio intermediário (média corrente).	
aplicação → em sistemas de média/elevada potência.	

Acoplamento Magnético - autotransformador	
Vantagem	Desvantagem
✓ permite elevado ganho estático	✗ elevados esforços de corrente
✓ redução na quantidade de cobre	✗ indutância de dispersão
	✗ elevados picos de tensão e de corrente nos semicondutores
localização → em geral, no estágio intermediário (média corrente).	
aplicação → em sistemas de média/elevada potência.	

IX. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou três soluções para um conversor CC-CC elevador de 48 V para 800 V, 1 kW e não isolado. As topologias foram analisadas e comparadas considerando os seguintes fatores de mérito: ganho estático, células de ganho utilizada, rendimento em relação ao ganho estático, distribuição de perdas, ondulação da corrente de entrada, esforços de tensão, número de componentes e referência comum entre entrada e saída. O artigo analisou as principais técnicas para obtenção de elevado ganho de tensão e usou algumas delas para gerar os conversores em estudo. Tanto as células quanto os conversores gerados foram comparados em termos de desempenho no decorrer do artigo.

Os três conversores foram testados em laboratório para uma potência de 1 kW, um ganho estático de 13 vezes para o conversor I (com $v_g = 60$ volts) e de 16 vezes para os conversores II e III (com $v_g = 48$ volts) e uma tensão de saída de 800 volts. Os rendimentos obtidos foram de 87%, 94% e 93% para os conversores I, II e III, respectivamente. Os resultados indicam que o conversor I é mais adequado para aplicações de menor potência, devido às elevadas perdas no estágio de entrada. Já o conversor II apresentou o maior rendimento entre os três, apesar de possuir um número maior de componentes. O conversor III é uma opção interessante quando o número de componentes é um fator decisivo, porém a solução não opera diretamente na mesma referência de tensão (terra comum entre entrada e saída), o que pode ser uma limitação para algumas aplicações.

A análise das células, dos conversores gerados e da comparação realizada permitiram descrever algumas recomendações para projetos de conversores CC-CC de alto ganho, principalmente em termos de perdas associado a escolha de células de ganho, posicionamento de interruptores e uso de elementos magnéticos. A comparação dos três conversores permitiu indicar a topologia mais adequada na especificação testada considerando o número de componentes, esforços, rendimento, peso e volume. Esses resultados contribuem para a concepção de conversores mais eficientes e de alto desempenho.

REFERÊNCIAS

- [1] IRENA, *Renewable capacity statistics 2020*, International Renewable Energy Agency, International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi, Abr. 2020.
- [2] IRENA, “Overview”, Data de acesso: 15 jun. 2020.
- [3] B. P. R. Baddipadiga, V. A. K. Prabhala, M. Ferdowsi, “A Family of High-Voltage-Gain DC-DC Converters Based on a Generalized Structure”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8399–8411, Out. 2018.
- [4] W. Li, X. Lv, Y. Deng, J. Liu, X. He, “A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications”, in *Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 364–369, Fev. 2009.
- [5] 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, Abr. 2011.
- [6] K. Li, Y. Hu, A. Ioinovici, “Generation of the Large DC Gain Step-Up Nonisolated Converters in Conjunction With Renewable Energy Sources Starting From a Proposed Geometric Structure”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5323–5340, Jul. 2017.
- [7] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, L. Schuch, H. L. Hey, M. L. da Silva Martins, “Synthesis and Comparative Analysis of Very High Step-Up DC-DC Converters Adopting Coupled-Inductor and Voltage Multiplier Cells”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5880–5897, Jul. 2018.
- [8] J. B. R. Cabral, S. Oliveira, Y. R. de Novaes, “Conversor CC-CC Boost Quadrático Para Aplicação em Fontes Alternativas”, *Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, no. 3, pp. 1064–1072, Jul. 2013.
- [9] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, “Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, Dez. 2017.
- [10] S. L. Brockveld Junior, G. Waltrich, “Conversor CC-CC de alto ganho com divisão de esforços de corrente no estágio de entrada”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 22, no. 4, pp. 380–388, Out./Dez. 2017.
- [11] J. C. Dias, T. B. Lazzarin, “Boost DC-DC Converter With Switched-Capacitor and Four-State Switching Cell”, *Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 27, no. 3, pp. 267–278, Jul/Set. 2022.
- [12] L. Schmitz, T. P. Horn, D. C. Martins, R. F. Coelho, “Conversor CC-CC de alto ganho voltado para aplicações fotovoltaicas com módulos de filme fino”, *Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 23, no. 3, pp. 339–348, Jul/Set. 2018.
- [13] H. Liu, H. Hu, H. Wu, Y. Xing, I. Batarseh, “Overview of High-Step-Up Coupled-Inductor Boost Converters”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 689–704, Jun. 2016.
- [14] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, T. B. Lazzarin, “Conversor cc-cc de alto ganho boost-quadrático-duplo-flyback”, *Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 24, no. 3, pp. 366–377, Set. 2019.
- [15] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, T. B. Lazzarin, “Unidirectional Step-Up DC-DC Converter Based on Interleaved Phases, Coupled Inductors, Built-In Transformer, and Voltage Multiplier Cells”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 3, pp. 2385–2395, Mar. 2023.
- [16] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, T. B. Lazzarin, “High Step-Up DC-DC Converter Using Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell and Dual Boost Concepts”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 6700–6712, Dez. 2021.

- [17] M. F. Guepfrih, *Conversores CC-CC Não Isolados de Elevado Ganho Estático Concebidos Com Acoplamento Magnético*, Ph.D. thesis, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Set. 2021, URL: <https://pergamum.ufsc.br/acervo/373347>.
- [18] Y. Koç, Y. Birbir, H. Bodur, “Non-isolated high step-up DC/DC converters – An overview”, *Alexandria Engineering Journal*, vol. 61, no. 2, pp. 1091–1132, Fev. 2022.
- [19] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, “Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 2, pp. 687–696, Mar. 2008.
- [20] Q. Zhao, F. C. Lee, “High-efficiency, high step-up DC-DC converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 65–73, Jan. 2003.
- [21] K. C. Tseng, T. J. Liang, “Novel high-efficiency step-up converter”, *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, vol. 151, no. 2, pp. 182–190, Mar. 2004.
- [22] K. C. Tseng, T. J. Liang, “Analysis of integrated boost-flyback step-up converter”, *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 217–225, Mar. 2005, doi:10.1049/ip-epa:20045003.
- [23] C.-W. Roh, S.-H. Han, M.-J. Youn, “Dual coupled inductor fed isolated boost converter for low input voltage applications”, *Electronics Letters*, vol. 35, no. 21, pp. 1791–1792, Out. 1999.
- [24] S. M. Tadvin, S. R. B. Shah, M. R. T. Hossain, “A Brief Review of Snubber Circuits for Flyback Converter”, in *International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, pp. 1–5, Apr 2018, doi:10.1109/I2CT.2018.8529494.
- [25] R. Fiorello, “Powering a 35W DC Metal Halide Intensity Discharge (HID) Lamp Using The UCC 3305 HID Lamo Controler”, in *Unitrode Corporation – Application Note U-161*, 1999.
- [26] Q. Zhao, F. Tao, Y. Hu, F. C. Lee, “Active-clamp DC/DC converters using magnetic switches”, in *Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, pp. 946–952 vol.2, Mar. 2001, doi:10.1109/APEC.2001.912481.
- [27] J.-W. Baek, M.-H. Ryoo, T.-J. Kim, D.-W. Yoo, J.-S. Kim, “High boost converter using voltage multiplier”, in *Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 1–6, Nov. 2005, doi: 10.1109/IECON.2005.1568967.
- [28] T. Nouri, N. Vosoughi, S. H. Hosseini, E. Babaei, M. Sabahi, “An Interleaved High Step-Up Converter With Coupled Inductor and Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell Techniques”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 1894–1905, Mar. 2019.
- [29] Y. Wang, Y. Qiu, Q. Bian, Y. Guan, D. Xu, “A Single Switch Quadratic Boost High Step Up DC–DC Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 6, pp. 4387–4397, Jun. 2019.
- [30] S. Lee, H. Do, “Quadratic Boost DC–DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Voltage Stresses”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2397–2404, Mar. 2019.
- [31] G. Li, X. Jin, X. Chen, X. Mu, “A novel quadratic boost converter with low inductor currents”, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, no. 1, pp. 1–10, Mar. 2020.
- [32] L. He, Y. Liao, “An Advanced Current-Autobalance High Step-Up Converter With a Multicoupled Inductor and Voltage Multiplier for a Renewable Power Generation System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 6992–7005, Out. 2016.
- [33] S. Dwari, L. Parsa, “An Efficient High-Step-Up Interleaved DC-DC Converter With a Common Active Clamp”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 66–78, Jan. 2011.
- [34] W. Li, W. Li, X. Xiang, Y. Hu, X. He, “High Step-Up Interleaved Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cells for Sustainable Energy Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2829–2836, Jun. 2014.
- [35] Y. Deng, Q. Rong, W. Li, Y. Zhao, J. Shi, X. He, “Single-Switch High Step-Up Converters With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3557–3567, Ago. 2012.
- [36] W. Li, W. Li, Y. Deng, X. He, “Single-Stage Single-Phase High-Step-Up ZVT Boost Converter for Fuel-Cell Microgrid System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3057–3065, Dez. 2010.
- [37] W. Li, W. Li, X. Xiang, Y. Hu, X. He, “High Step-Up Interleaved Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cells for Sustainable Energy Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2829–2836, Jun. 2014.

DADOS BIOGRÁFICOS

Marcelo Flavio Guepfrih was born in Ponte Serrada, Brazil, in 1981. He received the B.Sc. and M.Sc., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Oeste Santa Catarina (Unoesc), Joacaba, Brazil, from the Technological Federal University of Parana (UTFPR), Pato Branco, Brazil, and from the Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil, in 2010, 2012 and 2021, respectively. He is currently an Adjunct Professor at the UTFPR.

Gierri Waltrich was born in Joacaba, Brazil, in 1979. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from the Federal University of Santa Catarina, Florianópolis, Brazil, in 2007 and 2009, respectively, and the Ph.D. degree from Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, in 2013, all in electrical engineering. He is currently an Assistant Professor at the USFC.

Telles Brunelli Lazzarin was born in Criciúma, Brazil, in 1979. He received the B.Sc., M.Sc., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil, in 2004, 2006 and 2010, respectively. He is currently an Adjunct Professor at the USFC.