

# CONVERSOR DUPLO-BOOST-FLYBACK DE ALTO GANHO

Vanderlei Cardoso, Telles B. Lazzarin, Gierry Waltrich  
Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC, Florianópolis - SC, Brasil  
e-mail: vanderlei.cardoso@hotmail.com.br, telles@inep.ufsc.br, gierry.waltrich@ufsc.br

**Resumo** – Um conversor CC-CC não isolado de alto ganho é proposto nesse artigo, o qual é denominado *Duplo-Boost-Flyback* de Alto Ganho pelo fato de combinar dois conversores *Boost-Flyback* convencionais, conectados em paralelo na entrada e com saída flutuante. Essa nova topologia aumenta o ganho estático do conversor e reduz a ondulação da corrente de entrada. A topologia proposta é ideal para aplicações com fontes de alimentação com baixa tensão que precisam elevar consideravelmente a tensão para ser utilizada, como por exemplo, arranjos fotovoltaicos, células combustíveis e baterias. Este artigo apresenta princípio de operação, ganho estático, estratégia de controle e exemplo de projeto. A verificação experimental foi realizada a partir de um protótipo de 1 kW com tensão de entrada de 48 V e saída de 800 V, alcançando o ganho estático de 16,7. A eficiência máxima apresentada foi de 94,6% com 70% da carga e 93,9% com carga nominal.

**Palavras-Chave** – *Boost-Flyback*, Conversor de Alto Ganho, Conversor CC-CC, Energia Renovável, Indutor Acoplado.

## HIGH GAIN DOUBLE BOOST-FLYBACK CONVERTER

**Abstract** – A high gain step-up non-isolated dc-dc converter is proposed in this paper, named as high step-up Double Boost-Flyback, the topology combines two conventional Boost-Flyback converters in input-parallel and floating-output connections. The new topology increases the static gain and reduces the input current ripple in relation to the conventional Boost-Flyback topology. The proposed converter has potential to be used in low input voltage applications that requires a high gain as such as systems powered by photovoltaic panels, fuel cells and low voltage batteries. This paper presents principle of operation, static gain, control strategy, and design example. The experimental verification was carried out in a prototype of 1 kW with input and output voltage of 48 V and 800 V, respectively, reaching a static gain of 16.67. A maximum efficiency of 94.6% was achieved at 70% of load and 93.9% at rated load.

**Keywords** – Boost-Flyback, Coupled Inductor, DC-DC converter, High Step-up converter, Renewable Energy.

---

Artigo submetido em 15/02/2018. Primeira revisão em 15/04/2018. Aceito para publicação em 02/05/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba.

## NOMENCLATURA

$C_i(s)$	Função de transferência do controlador de corrente
$C_v(s)$	Função de transferência do controlador de tensão
$C_{xx}$	Capacitores
$d$	Razão cíclica
$D_{xx}$	Diodos
$e_i$	Erro de corrente não compensado
$e_v$	Erro de tensão não compensado
$FT_i(s)$	Função de transferência da planta de corrente
$FT'_v(s)$	Função de transferência da planta de tensão
$G$	Ganho estático
$i_g$	Corrente da fonte
$i_{gx}$	Corrente em cada bloco <i>Boost-Flyback</i>
$L_{bx}$	Indutores
$L_x$	Indutância magnetizante
$n$	Relação de transformação do indutor acoplado
$R_o$	Resistência da carga
$S_x$	IntERRUPTORES
$V_{bx}$	Tensão no barramento
$V_{Cbx}$	Tensão no capacitor <i>Boost</i>
$V_{Cfx}$	Tensão no capacitor <i>Flyback</i>
$V_I$	Tensão de Entrada
$V_{Lmx}$	Tensão na indutância magnetizante
$V_o$	Tensão de Saída

## I. INTRODUÇÃO

A diversificação da matriz energética mundial tem crescido com o uso de energias renováveis como, por exemplo: painéis solares, geradores eólicos, energia maremotriz, geotérmica entre outras.

Alguns sistemas de energia renovável possuem baixos níveis de tensão de saída (entre 10 V e 50 V), portanto, precisam utilizar conversores CC-CC de alto ganho [1]-[5] para adequar suas tensões de saída para níveis usuais. Por exemplo, para a conexão com a rede elétrica que possui níveis de 127 V e 220 V RMS a tensão de saída dos sistemas deve ser adaptada para aproximadamente 200 V (para redes de 127 V rms) ou 400 V (para 220 V rms). Além disso, os níveis de tensão reduzidos na entrada fazem com que esses conversores operem com correntes elevadas, o que aumentam as perdas de comutação e de condução e, conseqüentemente, degradam a eficiência do sistema. Ganhos elevados e alta eficiência são os principais desafios dos conversores CC-CC.

Os conversores mais comuns utilizados para essas aplicações são o *Boost* clássico [6], *Boost interleaved* [7], *Boost* quadrático [8], *Z-source Boost* [9], técnicas de células multiplicadoras [10]-[16], conversores em cascata [17] e o conversor *Boost-Flyback* [18], [19].

O conversor *Boost* tem um ganho limitado devido as suas perdas internas, o que limita a faixa de ganho de diversos conversores baseados nessa topologia. A literatura cita que o ganho do conversor *Boost* é limitado a 4 vezes, o que corresponde a razão cíclica de 0,75 [6], pois acima desse valor a eficiência fica comprometida. O conversor *Boost* quadrático apresenta ganho superior ao *boost* convencional ( $d=0,75$ ,  $G=16$ ), em contrapartida, como desvantagem ele exige um controle mais complexo e apresenta um rendimento inferior ao *Boost* convencional. Conversores CC-CC de alto ganho a capacitor chaveado são vantajosos por sua modularidade e alta densidade de potência, entretanto, podem apresentar picos de correntes elevados em alguns modos de operação. Além disto, possuem entrada Buck, ou seja, uma corrente pulsada.

A corrente de entrada do conversor *Boost-Flyback* apresenta grandes ondulações e descontinuidade o que não é adequado para algumas aplicações. O ganho desse conversor na condição de relação de espiras unitário ( $n=1$ ) e razão cíclica ( $d$ ) de 0,75 é 7. O conversor *Boost-Flyback* pode fornecer ganhos superiores com o ajuste da relação de espiras do indutor acoplado, entretanto o aumento da relação de espiras faz crescer as indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas no indutor, o que limita o ganho dessa topologia. Algumas pesquisas abordam esse tema, como o apresentado em [17], o qual mostra que uma relação de espiras de até 4, operando com uma razão cíclica de até 0,7, fornece um bom compromisso entre ganho e eficiência.

Conversores que utilizam a técnica de *interleaving* permitem maior processamento de energia, pois dividem os esforços de corrente na entrada e, em alguns casos, reduzem a ondulação de corrente na fonte [4], [5]. Como desvantagem, eles apresentam grande quantidade de componentes, o que eleva custos de produção.

Este artigo apresenta um conversor CC-CC de alto ganho baseado em dois conversores *Boost-Flyback* convencionais. A topologia usa *interleaving*, o que reduz pela metade da ondulação na corrente de entrada, e soma as tensões de cada módulo, o que praticamente dobra o ganho estático da estrutura quando comparado ao *Boost-Flyback* convencional.

## II. CONVERSOR PROPOSTO

O conversor proposto é apresentado na Figura 1, o qual consiste na integração de dois conversores *Boost-Flyback* convencionais. Os dois conversores *Boost-Flyback* convencionais são desenhados de forma espelhada na Figura 1. As entradas dos conversores são ligadas em paralelo, o que permite operar no modo *interleaved*, e na saída é proposta uma ligação que permite conectá-las em série através da fonte de entrada (denominada de conexão flutuante), mesmo sendo uma topologia não isolada. Assim, a tensão resultante é a soma das tensões de cada módulo menos a tensão de entrada. Essa nova topologia fornece praticamente o dobro do ganho estático quando comparado à versão convencional do *Boost-Flyback*. Assim, esta topologia foi denominada como Conversor Duplo-*Boost-Flyback* de Alto Ganho. Nesta topologia, os comandos dos

interruptores do conversor operam com 180° de defasagem. Assim, a corrente da fonte de alimentação  $i_g$  é contínua e possui ondulação de corrente no dobro da frequência de comutação.

A solução proposta permite a soma das tensões de saída de dois conversores *Boost-Flyback*, ou seja, dois conversores não isolados, sem a ocorrência de curto entre os capacitores.

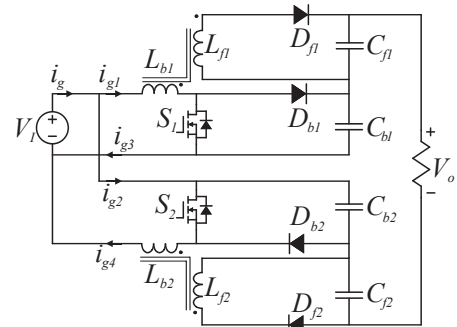


Fig. 1. Conversor Duplo-*Boost-Flyback* de Alto Ganho proposto.

### A. Etapas de Operação

O conversor ideal apresenta três estados topológicos no modo de operação contínua (MCC). Eles são ilustrados na Figura 2 e descritos a seguir. As principais formas de onda no MCC são apresentadas na Figura 3.

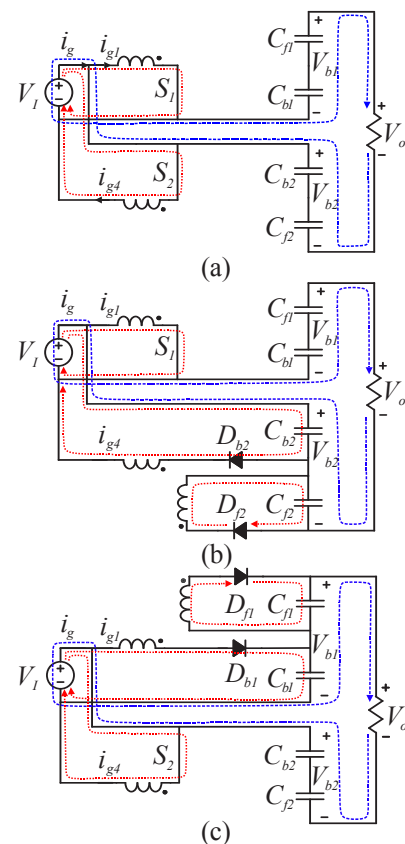


Fig. 2. Etapas de operação. (a) Modo I, (b) Modo II, (c) Modo III.

*Modo I* [ $t_0$  a  $t_1$ ] e [ $t_2$  a  $t_3$ ]: Nessa etapa, ambos os interruptores estão conduzindo e os indutores ( $L_{b1}$  e  $L_{b2}$ ) armazenando energia. A carga é alimentada pelos capacitores

( $C_{b1}$ ,  $C_{b2}$ ,  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ ) em série com a fonte de entrada ( $V_I$ ). Os capacitores  $C_{b1}$ ,  $C_{b2}$ ,  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$  estão descarregando. Os diodos  $D_{b1}$ ,  $D_{b2}$ ,  $D_{f1}$  e  $D_{f2}$  estão bloqueados. Essa etapa se encerra quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

**Modo II** [ $t_1$  a  $t_2$ ]: Esse modo se inicia com o bloqueio do interruptor  $S_2$ , a energia armazenada na indutância magnetizante ( $L_2$ ) é, então, transferida para os capacitores  $C_{b2}$  e  $C_{f2}$  a partir dos diodos  $D_{b2}$  e  $D_{f2}$ .

**Modo III** [ $t_3$  a  $t_4$ ]: Esse modo é exatamente dual ao modo II. O interruptor  $S_1$  bloqueia e a energia armazenada na indutância magnetizante ( $L_1$ ) é, então, transferida para os capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{f1}$  a partir dos diodos  $D_{b1}$  e  $D_{f1}$ .

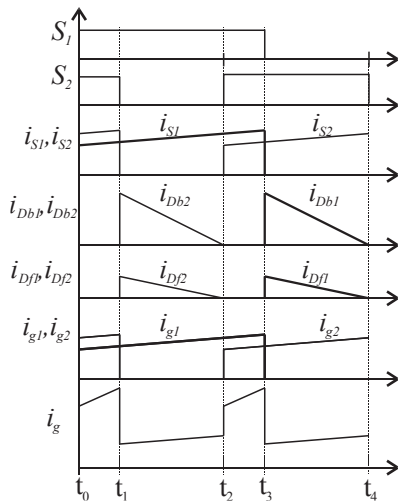


Fig. 3. Principais formas de onda. Sinais de comando ( $S_1$ ,  $S_2$ ), correntes nos interruptores ( $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$ ), corrente nos diodos *Boost* ( $i_{Db1}$ ,  $i_{Db2}$ ), correntes nos diodos *Flyback* ( $i_{Df1}$ ,  $i_{Df2}$ ) e correntes de entrada ( $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$ ,  $i_g$ ).

### B. Análise Estática

As tensões dos capacitores de saída ( $C_{b1}$ ,  $C_{b2}$ ,  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ ) são as mesmas do conversor *Boost-Flyback* convencional [20] e elas são definidas por:

$$V_{C_{bx}} = \frac{V_I}{1-d} \quad (1)$$

e

$$V_{C_{fx}} = \frac{ndV_I}{1-d} \quad (2)$$

O ganho de tensão de cada conversor *Boost-Flyback* é dado por

$$V_{b1} = \frac{V_I}{1-d} + \frac{ndV_I}{1-d} \quad (3)$$

e

$$V_{b2} = \frac{V_I}{1-d} + \frac{ndV_I}{1-d} \quad (4)$$

A topologia proposta fornece a seguinte tensão de saída

$$V_o = V_{b1} + V_{b2} - V_I \quad (5)$$

Substituindo (3) e (4) em (5), o ganho estático do conversor proposto é dado por

$$G_1 = \frac{V_o}{V_I} = \frac{2+2nd}{1-d} - 1 \quad (6)$$

O maior atributo da topologia proposta é o ganho de tensão, o qual é apresentado na Figura 4. Para efeito de comparação, a figura também apresenta o ganho estático das estruturas *Boost-Flyback* ( $G_2$ ), *Boost* convencional ( $G_3$ ), *Boost* quadrático ( $G_4$ ). O conversor *Boost-Flyback* e Conversor Duplo-*Boost-Flyback* de Alto Ganho possuem relação de transformação no indutor acoplado igual a 1. Assim, têm-se a comparação justa entre os conversores.

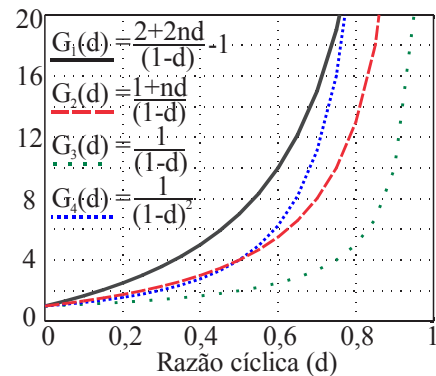


Fig. 4. Ganho estático ideal dos conversores Duplo *Boost-Flyback* de Alto Ganho proposto ( $G_1$ ), *Boost-Flyback* ( $G_2$ ), *Boost* ( $G_3$ ) e *Boost* quadrático ( $G_4$ ).

Segundo (6), o conversor proposto tem a capacidade de fornecer ganhos maiores para diferentes valores de relação de transformação. A Figura 5 apresenta o ganho ideal do conversor para  $n=1$ ,  $n=2$ ,  $n=4$  e  $n=6$ , o qual mostra a capacidade do conversor de aumentar o seu ganho em função da relação de transformação. O limite do ganho proporcionado pela relação de transformação está associado pelas perdas causadas pela indutância de dispersão, conforme abordado em [18]. Então existe um compromisso entre relação de transformação, dispersão e perdas.

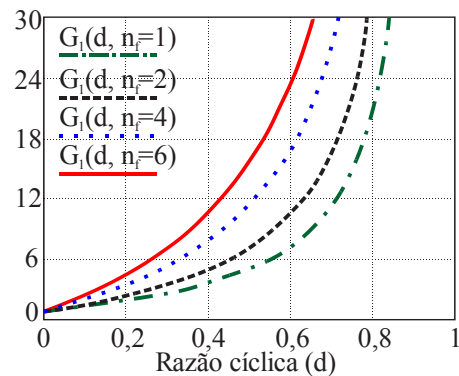


Fig. 5. Ganhos do Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho com variação da relação de transformação.

O ganho do conversor pode ser elevado com o acréscimo de células *Flyback* [18], como apresentado na Figura 6. O ganho real do conversor pode ser obtido concentrando as perdas nas resistências dos indutores, representadas aqui por  $r_{L1}$ ,  $r_{L2}$ ,  $r_{L3}$  e  $r_{L4}$ , como ilustrado na Figura 7. O equacionamento do circuito com perdas das tensões  $V_{b1}$  e  $V_{b2}$  é desenvolvido em [18], sendo o resultado dado por

$$V_{b1} = \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L1}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L2}}{(1-d)R_o}} \quad (7)$$

$$V_{b2} = \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L3}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L4}}{(1-d)R_o}} \quad (8)$$

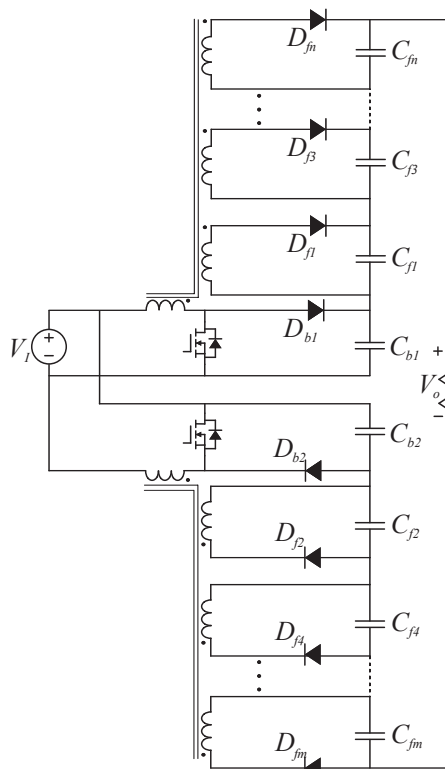


Fig. 6. Conversor Duplo-Boost-Flyback de Alto Ganho com  $n$  células *Flyback*.

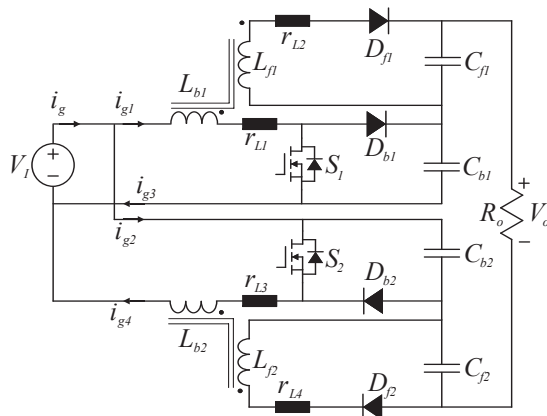


Fig. 7. Circuito com perdas.

Substituindo (7) e (8) em (5) obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L1}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L2}}{(1-d)R_o}} + \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L3}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L4}}{(1-d)R_o}} - 1. \quad (9)$$

A curva de ganho estático real do conversor com relações de transformação distintas ( $n=2$ ,  $n=4$  e  $r_L=0,5R_o$ ) é apresentado na Figura 8, na qual se observa o aumento do ganho com o aumento de  $n$  e a limitação causada pelas perdas. Em ambos os casos, a operação do razão cíclica até 0,7 fornece um bom compromisso entre ganho e perdas.

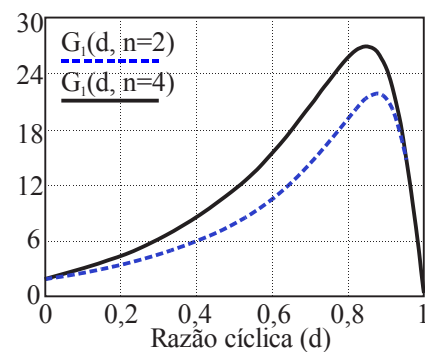


Fig. 8. Ganhos do Conversor Duplo-Boost-Flyback de Alto Ganho com perdas.

Os esforços de tensão nos componentes do conversor podem ser definidos a partir das etapas de operação. Eles são descritos na Tabela I e ilustrados na Figura 9. Ressalta-se que os esforços de tensão e corrente são os mesmos do *Boost-Flyback* convencional e estão apresentados em [18] e [19]. A Tabela II apresenta uma comparação entre a topologia proposta e o conversor *Boost-Flyback* convencional. A topologia proposta apresenta um incremento significativo de ganho sem aumentar os esforços de tensão nos componentes, com a desvantagem de ter um número maior de componentes.

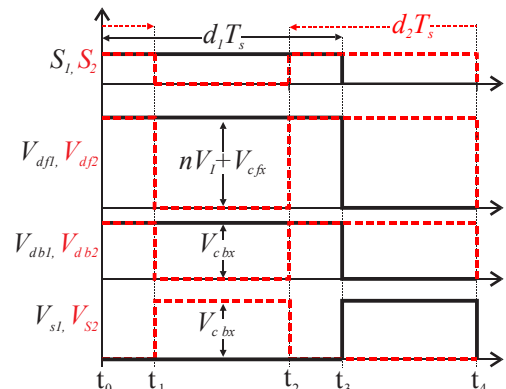


Fig. 9. Tensões sobre os diodos e interruptores.

**TABELA I**  
**Esforço de Tensão**

Esforço de tensão nos interruptores ( $V_{sx}$ )	$V_{Cbx}$
Esforço de tensão nos diodos <i>Boost</i> ( $V_{Dbx}$ )	$V_{Cbx}$
Esforço de tensão nos diodos <i>Flyback</i> ( $V_{Dfx}$ )	$V_{Cfx} + nV_I$

**TABELA II**  
**Comparação entre Conversor Duplo-Boost-Flyback de Alto Ganho e Boost-Flyback Convencional.**

	<i>Boost-Flyback</i> convencional	Duplo <i>Boost Flyback</i> de Alto Ganho
Ganho estático	$\frac{1+nd}{1-d}$	$\frac{2+2nd}{1-d} - 1$
Nº diodos boost	1	2
Esforço de tensão nos diodos <i>Boost</i>	$V_{Cbx}$	$V_{Cbx}$
Nº diodos <i>Flyback</i>	1	2
Esforço de tensão nos diodos <i>Flyback</i>	$V_{Cfx} + nV_I$	$V_{Cfx} + nV_I$
Nº de interruptores	1	2
Esforço de tensão nos interruptores	$V_{Cbx}$	$V_{Cbx}$

### III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A função de transferência da planta do conversor em análise é obtida a partir da modelagem em pequenos sinais do conversor Duplo-Boost-Flyback de Alto Ganho. São assumidas características ideais de corrente e tensão nos semicondutores e o indutor acoplado é substituído pelo seu modelo elétrico equivalente, como visto na Figura 10.

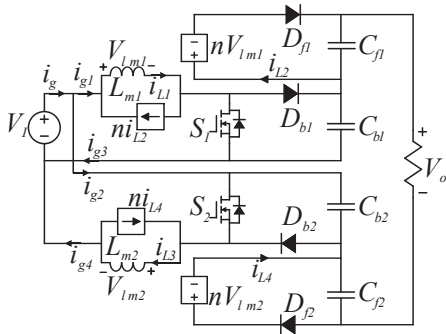


Fig. 10. Conversor Duplo-Boost-Flyback de Alto Ganho equivalente para modelagem.

Os valores das tensões médias em um período de comutação nos diodos e a corrente média em um período de comutação nos interruptores são definidos por:

$$\langle V_{Db1}(t) \rangle_{T_s} = V_{Cb1}(t)d_1(t) \quad (10)$$

$$\langle V_{Db2}(t) \rangle_{T_s} = V_{Cb2}(t)d_2(t) \quad (11)$$

$$\langle V_{Df1}(t) \rangle_{T_s} = (-nV_{Lm1}(t) - V_{Cf1}(t))d_1(t) \quad (12)$$

$$\langle V_{Df2}(t) \rangle_{T_s} = (-nV_{Lm2}(t) - V_{Cf2}(t))d_2(t) \quad (13)$$

$$\langle i_{S1}(t) \rangle_{T_s} = i_{Lm1}(t)d_1(t) \quad (14)$$

e

$$\langle i_{S2}(t) \rangle_{T_s} = i_{Lm2}(t)d_2(t). \quad (15)$$

O modelo médio de grandes sinais é obtido ao substituir o interruptor por uma fonte de corrente controlada e os diodos por fontes de tensão controladas. As fontes possuem os valores médios representados em (10)-(15).

A obtenção do modelo de pequenos sinais do circuito para o cálculo das plantas de corrente e tensão do conversor é realizada aplicando uma perturbação em (10)-(15) e linearizando-as em torno de um ponto de operação. A linearização considera os valores médios quase instantâneos da corrente nos indutores, das tensões nos diodos e nos capacitores e da razão cíclica, como sendo a composição de um valor CC no ponto de operação adicionado a uma pequena parcela CA, conforme descrito por:

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = X + \tilde{x}(t) \quad (16)$$

sendo:

$$|\tilde{x}| = |X|. \quad (17)$$

O modelo médio linearizado pode ser dividido em modelo CC de grandes sinais e modelo CA de pequenos sinais. As funções de transferência do conversor são obtidas a partir do modelo CA de pequenos sinais, o qual é representado pelo circuito da Figura 11.

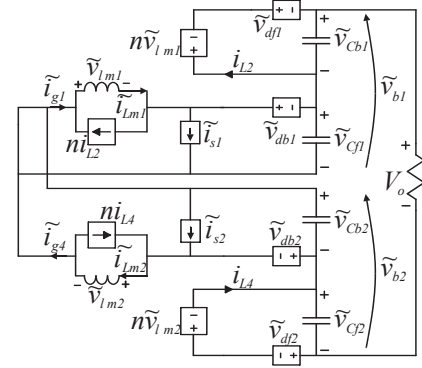


Fig. 11. Circuito equivalente do modelo médio de pequenos sinais.

As variáveis escolhidas para serem controladas foram as correntes de entrada  $I_{g1}$  e  $I_{g4}$  e as tensões de saída  $V_{b1}$  e  $V_{b2}$ . Dessa forma um controle multimalha é proposto para cada módulo *Boost-Flyback*. A malha interna é o controle de corrente e a malha externa é o controle de tensão, como ilustrado no diagrama de blocos de controle de uma unidade na Figura 12.

Os controles operam de forma independente em cada conversor, possibilitando o balaço das tensões de saída de cada barramento ( $V_{b1}$  e  $V_{b2}$ ), não sendo necessário o controle da tensão de cada capacitor [21]. Essa estratégia garante controles independentes e simples.

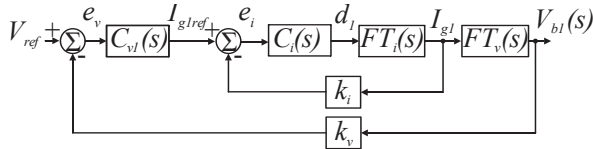


Fig. 12. Diagrama de blocos de controle do conversor *Boost-Flyback*.

A partir do diagrama da Figura 12 é possível calcular as funções de transferências  $FT_v'(s)$  e  $FT_i(s)$  para cada conversor *Boost-Flyback*, dado por

$$FT_i(s) = \frac{i_{gx}(s)}{d_x(s)} = \frac{x_2 s^2 + x_1 s + x_0}{y_2 s^2 + y_1 s + y_0} \quad (18)$$

e

$$FT_v'(s) = \frac{v_{bx}(s)}{d_x(s)} = \frac{z_1 s + z_0}{w_2 s^2 + w_1 s + w_0} \quad (19)$$

As equações (18) e (19) apresentam, respectivamente, a função de transferência da corrente de entrada e da tensão do barramento pela razão cíclica. A obtenção da função de transferência da tensão do barramento pela corrente de entrada é feita ao dividir (19) por (18), como apresentado em

$$FT_v(s) = \frac{FT_v'(s)}{FT_i(s)} \quad (20)$$

As variáveis (18) e (19) são apresentadas na Tabela III.

**TABELA III**  
**Constantes de (18) e (19).**

$x_2$	$L_{mx}[L_{Lmx}C_{fb}R_{eq}n^2(d-1) + n(C_{bx} + C_{fb})(nV_I - nV_{Cbx} + V_{Cfb})]$
$x_1$	$R_{eq}(d-1)[(nV_I + V_{Cfb})C_{fb}dn + C_bV_{Cbx}] + L_{Lm}n(d-1)(n+1)$
$x_0$	$(nV_I + V_{Cbx} + V_{Cfb})(d^2n - dn + d - 1) + L_{Lmx}R_{eq}(2d - d^2 - 1)$
$y_2$	$L_{mx}R_o(C_{fb}n^2 + C_b)(d - 1)$
$y_1$	$L_{mx}(n^2 + 2n + 1)(d - 1)$
$y_0$	$R_{eq}(d^2 - 2d + 1)(d - 1)$
$z_1$	$-R_{eq}L_{Lmx}L_{mx}(d-1)(n+1)$
$z_0$	$-R_{eq}(nV_I + V_{Cbx} + V_{Cfb})(d - 1)^2$
$w_2$	$L_{mx}R_{eq}(C_{fb}n^2 + C_{bx})(d - 1)$
$w_1$	$L_{mx}(n^2 + 2n + 1)(d - 1)$
$w_0$	$R_{eq}(d^2 - 2d + 1)(d - 1)$

A validação das funções de transferência foi realizada através da comparação do diagrama de bode do modelo com o diagrama de bode do circuito comutado. A Figura 13 apresenta a validação de (18) e a Figura 14 de (19). Os parâmetros utilizados na validação são apresentados na Tabela IV.

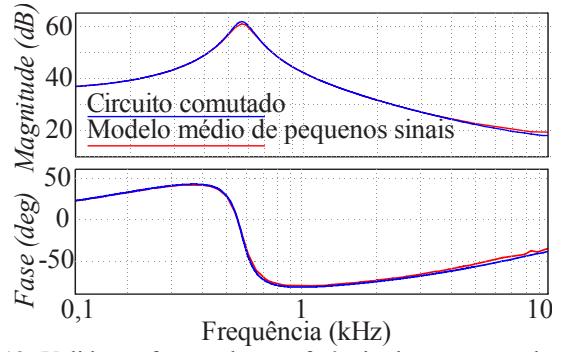


Fig. 13. Validação função de transferência da corrente pela razão cíclica.

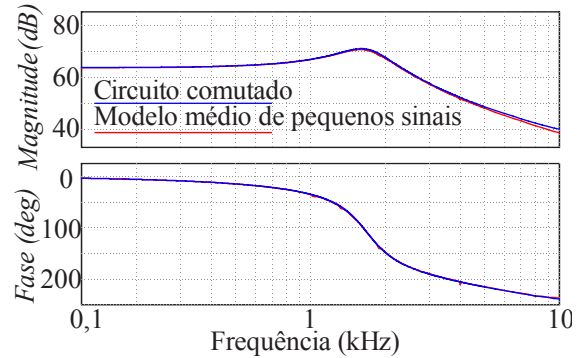


Fig. 14. Validação função de transferência da tensão pela razão cíclica.

O controlador proporcional integral foi escolhido para ambas as malhas. A escolha desses controladores é justificada pelo desejo de erro nulo a degrau, rastreamento de referência e rejeição de ruído. As funções de transferência de ambos os controladores são descritas por:

$$C_i = \frac{k_{ci}(s + \omega_{ci})}{s} \quad (21)$$

e

$$C_v = \frac{k_{cv}(s + \omega_{cv})}{s} \quad (22)$$

A Figura 15 apresenta o conversor Duplo-Boost-Flyback de Alto Ganho e o diagrama de blocos do controle proposto.

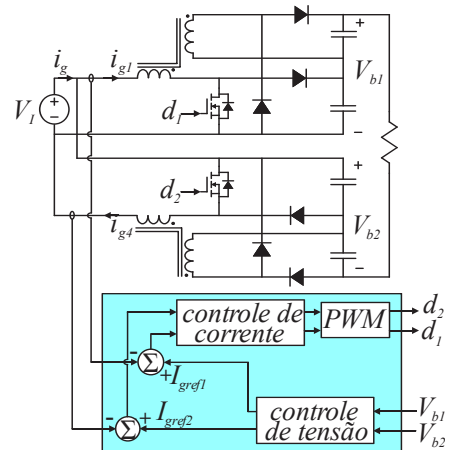


Fig. 15. Conversor Duplo-Boost-Flyback de Alto Ganho com diagrama de controle.

#### IV. PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor proposto foi testado com um protótipo de 1 kW, projetado a partir das especificações do estágio de potência descritas na Tabela IV e de controle apresentada na Tabela V. A escolha das tensões de entrada (48 V) e de saída (800 V) se baseia nas vantagens que essas tensões apresentam nas aplicações em veículos elétricos [22]. A escolha da relação de transformação ( $n$ ) e da razão cíclica ( $d$ ) foram baseadas em [17], a qual demonstra que uma relação de transformação entre 2 e 4 operando com razão cíclica até 0,7 apresenta baixas perdas e, conseqüentemente, uma adequada eficiência. Os estudos de [17] são para os conversores *Boost-Flyback*, porem são válidos para a topologia aqui proposta.

**TABELA IV**  
**Parâmetros Experimentais do Estágio de Potência**

Potência de saída ( $P_o$ )	1000 W
Tensão de entrada ( $V_i$ )	48 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	800 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	50 kHz
Relação de transformação do indutor acoplado ( $n$ )	3,125
Capacitores de saída ( $C_{bx}$ e $C_{fx}$ )	3 $\mu$ F
Indutância magnetizante ( $L_m$ )	220 $\mu$ H
Razão cíclica ( $d$ )	0,64

**TABELA V**  
**Requisitos de Controle**

Frequência de corte do controlador de corrente	1600 Hz
Margem de fase do controlador de corrente	60°
Frequência de corte do controlador de tensão	100 Hz
Margem de fase do controlador de tensão	105°

Os componentes são escolhidos com base nos esforços de corrente e tensão. A Tabela VI apresenta os componentes selecionados.

**TABELA VI**  
**Componentes Utilizados no Protótipo**

Mosfet	IRFP260N
Diodos ( $D_{bx}$ e $D_{fx}$ )	SCS208am
Diodos de grameamento ( $D_1$ e $D_2$ )	SCS208am
Núcleo do Indutor	N87 E70/33/32
Número de voltas no primário	17
Número de voltas no secundário	53
Fio do enrolamento primário	Litz 172*41
Fio do enrolamento secundário	Litz 982*41
Capacitores	MKPC4B 3 $\mu$ F

O controle foi realizado de forma digital com *DSP* da *Texas Instruments* modelo *LAUNCHXL-F28069M*. O protótipo do conversor Duplo-*Boost-Flyback* de Alto Ganho é mostrado na Figura 16. As dimensões do protótipo construído foram de 22 cm de comprimento, 19 cm de largura e 6,7 cm de altura, totalizando um volume de 2800 cm<sup>3</sup> ou 2,8 l. A densidade de potência calculada foi de 0,357 W/cm<sup>3</sup> ou 357 W/l

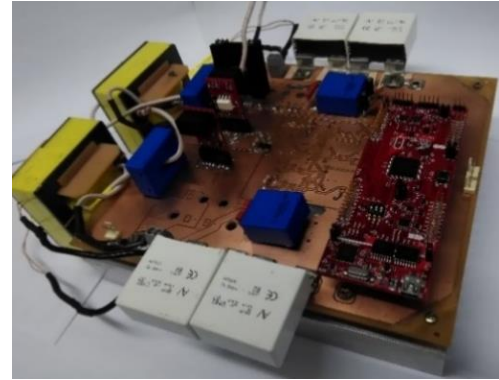


Fig. 16. Protótipo testado.

Resultados experimentais das correntes de saída e de entrada são mostrados na Figura 17(a) e das tensões de saída e de entrada são mostradas na Figura 17(b). Esta última comprova o ganho proposto de 16,7. Com relação a corrente de entrada, ela possui valor médio de 22,42 A e ondulação de aproximadamente 14 A. A ondulação possui frequência de 100 kHz, ou seja, duas vezes a frequência de chaveamento do conversor, obtendo assim, filtro com um tamanho menor quando comparado ao filtro do conversor *Boost-Flyback* convencional. A corrente de entrada é composta pela soma das correntes de cada módulo, como pode ser visto na Figura 18. O equilíbrio das correntes de entrada de cada módulo ( $I_{g1}$  e  $I_{g2}$ ) é verificado na Figura 18(b). O balanço das correntes é realizado pelos controladores de corrente e isto garante que ambos os conversores processem a mesma quantidade de potência.

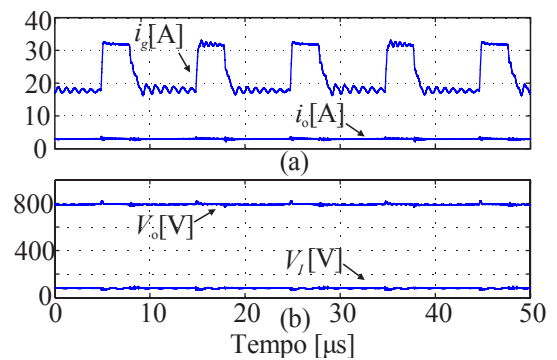


Fig. 17. Resultados experimentais em regime permanente: (a) corrente de saída ( $i_o$ ) e corrente de entrada ( $i_g$ ), (b) tensão de saída ( $V_o$ ) e tensão de entrada ( $V_i$ );

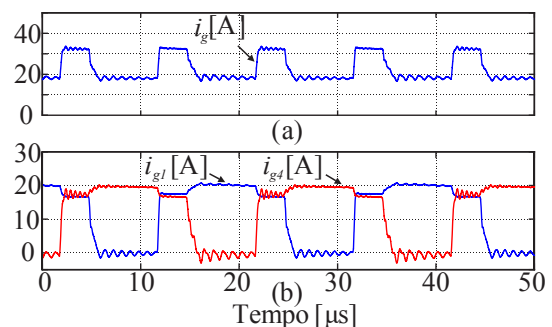


Fig. 18. Resultados experimentais em regime permanente: (a) corrente de entrada ( $i_g$ ), (b) corrente de entrada dos blocos *Boost-Flyback* ( $i_{g1}$  e  $i_{g4}$ ).

Dois diodos foram adicionados à estrutura ( $D_1$  e  $D_2$ ) para eliminar sobretensões sobre os diodos  $D_{f1}$  e  $D_{f2}$  [23]. Estes diodos são mostrados na Figura 15. Geralmente, os conversores *Boost-Flyback* convencionais utilizam esses diodos para reduzir as ondulações de tensão que ocorrem no diodo *Flyback*. Esta estratégia permite o uso de diodos com tensão de bloqueio menor e reduz as perdas [24], [25]. Os diodos adicionados funcionam como grampeadores de tensão e não alteram a característica estática e dinâmica do conversor.

As tensões sobre os diodos da topologia são mostradas na Figura 19 (considerando a adição dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ ). A tensão sobre o diodo *Boost* ( $V_{db1}$ ) é de 134 V (mesmo valor da tensão no capacitor  $C_{bx}$ ), no diodo *Flyback* ( $V_{df1}$ ) é de 450 V (soma das tensões do  $V_{Cfx} + nV_i$ ). A tensão sobre os diodos de grampeamento é de 450 V, soma das tensões do  $V_{Cfx} + nV_i$ . Salienta-se que os esforços de tensão são os mesmos da versão *Boost-Flyback* convencional, mas como uma tensão de saída superior (800 V nesse caso). Isto que permite o uso de componentes de menor tensão de bloqueio e, conseqüentemente, mais baratos e mais eficientes.

Um teste foi realizado no conversor proposto sem os diodos  $D_1$  e  $D_2$  e o resultado pode ser visto na Figura 20. Com esta configuração e uma tensão de entrada de apenas 35 V a tensão no diodo  $D_{f1}$  alcançou picos de 550 V, demonstrando a eficácia desses diodos auxiliares no funcionamento do protótipo.

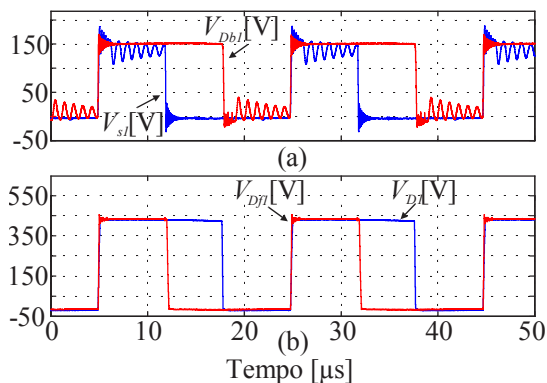


Fig. 19. Resultados experimentais: (a) tensão no Mosfet [ $V_{st}$ ] e tensão no diodo *Boost* [ $V_{db1}$ ], (b) tensão no diodo *Flyback* [ $V_{df1}$ ], tensão no diodo de grampeamento [ $V_{d1}$ ].

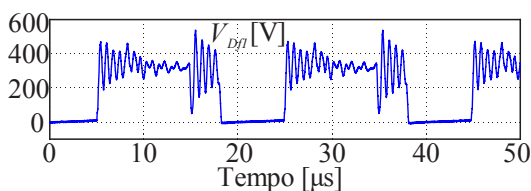


Fig. 20. Resultados experimentais: Tensão no diodo *Flyback* [ $V_{df1}$ ] sem o diodo de grampeamento.

O controle do conversor foi verificado diante de degrau de carga positivo e negativo (de 560 W para 360 W e vice-versa), adequados para validar o projeto, pois manteve o conversor operando próximo do ponto de operação utilizado no modelo de pequenos sinais. O resultado pode ser visto na Figura 21. O controle alcançou o regime permanente de

forma rápida e eficiente, mantendo a tensão de saída nos patamares determinados. O valor de tensão na saída apresentou um sobressinal de 60 V, e o tempo de resposta foi de aproximadamente 7 ms.

O rendimento do conversor foi verificado com o auxílio do analisador de potência *Yokogawa WT3000* e os resultados são demonstrados na Figura 22. A topologia apresentou um pico de eficiência de 94,6% em 70% de carga, uma eficiência em plena carga de 93,8% e, durante todo o teste, a eficiência foi superior de 93%. Mesmo sendo um protótipo de 1 kW, com tensão de entrada de 48 V e ganho estático de 16,2, a eficiência da topologia proposta apresentou resultados melhores do que versões convencionais do *Boost-Flyback* [20], [24], [26].

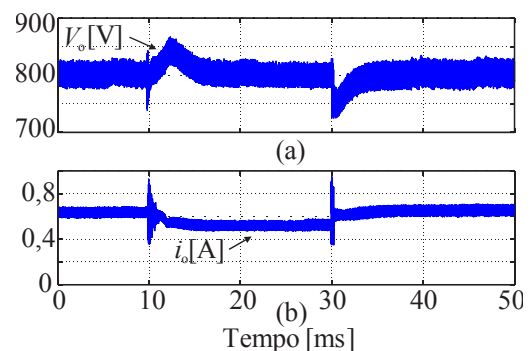


Fig. 21. Resultado experimental, resposta ao degrau: (a) tensão de saída [ $V_{out}$ ], (b) corrente de saída [ $i_{out}$ ].

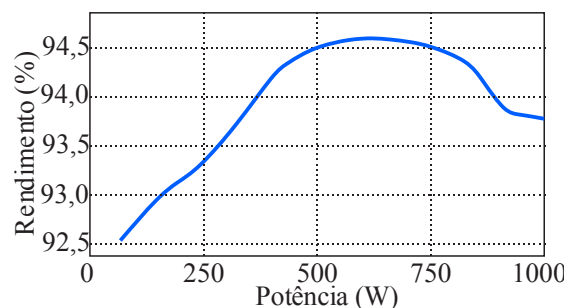


Fig. 22. Curva de eficiência do conversor Duplo-*Boost-Flyback* de Alto Ganho.

## V. CONCLUSÃO

Nesse artigo foi apresentado o conversor Duplo-*Boost-Flyback* de Alto Ganho, que consiste na integração de dois conversores *Boost-Flyback* convencionais conectados em paralelo na entrada e com saída flutuante. A principal vantagem desse conversor é a capacidade de oferecer ganho de tensão praticamente dobrado e ondulação de corrente reduzida quando comparado ao conversor *Boost-Flyback* convencional. Além disso, o esforço de tensão nos interruptores e diodos se mantêm iguais a da versão *Boost-Flyback* convencional.

Esse trabalho propõe um controle independente em cada *Boost-Flyback*, o que garante ao projeto simplicidade, além de balancear as correntes de entrada e as tensões de saída de cada conversor. Ademais, o sistema de controle proposto



garante redundância, pois permite a operação do sistema com metade da potência em caso de falha de um interruptor.

O conversor foi testado com um protótipo de 1kW, com tensão de saída de 800V e ganho estático de 16,7. A eficiência máxima de 94,6% foi alcançada com 70% da carga e em carga nominal a eficiência foi de 93,9%.

Pesquisas recentes mostram que barramentos de 800V trazem diversas vantagens para aplicações em veículos elétricos [22], sendo que os mesmos possuem em geral fontes de energia provenientes de bancos de baterias com tensões de saída de 48V o que qualifica essa topologia para essas aplicações.

#### REFERÊNCIAS

- [1] 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.
- [2] 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, April 2011.
- [3] R. J. Wai, R. Y. Duan, "High step-up converter with coupled-inductor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1025-1035, Sept. 2005..
- [4] M. Forouzesh, 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, Dec. 2017.
- [5] B. R. Lin, C. H. Chao, C. C. Chien, "Interleaved boost-flyback converter with boundary conduction mode for power factor correction", in *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1828-1833, 2011.
- [6] G. W. Wester, R. D. Middlebrook, "Low-frequency characterization of switched DC-DC converters", *IEEE Power Processing and Electronics Specialists Conference*, pp. 9-20, 1972.
- [7] K. C. Tseng, C. A. Cheng, C. T. Chen, "High Step-Up Interleaved Boost Converter for Distributed Generation Using Renewable and Alternative Power Sources", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 713-722, June 2017.
- [8] S. M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang, J. F. Chen, "A Cascaded High Step-Up DC-DC Converter With Single Switch for Microsource Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*. vol. 26, no. 4, pp. 1146-1153, April 2011.
- [9] H. Shen, B. Zhang, D. Qiu, "Hybrid Z-Source Boost DC-DC Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 310-319, Jan. 2017.
- [10] Z. Chen, Q. Zhou, J. Xu, "Coupled-inductor boost integrated flyback converter with high-voltage gain and ripple-free input current", *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 213-220, Feb. 2015.
- [11] L. Schmitz, D. C. Martins, R. F. Coelho, "Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 2, pp. 480-493, Feb. 2017.
- [12] Y. P. Siwakoti, F. Blaabjerg, "Single Switch Nonisolated Ultra-Step-Up DC-DC Converter With an Integrated Coupled Inductor for High Boost Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8544-8558, Nov. 2017.
- [13] H. M. Maheri, E. Babaei, M. Sabahi, S. H. Hosseini, "High Step-Up DC-DC Converter With Minimum Output Voltage Ripple", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3568-3575, May 2017.
- [14] S. Sharifi, M. Jabbari, H. Farzanehfard, "A New Family of Single-Switch ZVS Resonant Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4539-4548, June 2017.
- [15] T. Nouri, N. Vosoughi, S. H. Hosseini, M. Sabahi, "A Novel Interleaved Nonisolated Ultrahigh-Step-Up DC-DC Converter With ZVS Performance", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3650-3661, May 2017.
- [16] M. D. Vecchia, M. A. Salvador, T. B. Lazzarin, "Hybrid Non-Isolated DC-DC Converters Derived from a Passive Switched-Capacitor Cell", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no 4, pp 3157-3168, April 2018.
- [17] H. Ardi, A. Ajami, F. Kardan, S. N. Avilagh, "Analysis and Implementation of a Nonisolated Bidirectional DC-DC Converter With High Voltage Gain", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4878-4888, Aug. 2016.
- [18] T. J. Liang, K. C. Tseng, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 217-225 ,4 March 2005.
- [19] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, L. Schuch, H. L. Hey, M. L. S. 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, July 2018.
- [20] 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.
- [21] S. L. B. 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, dezembro 2017.
- [22] C. Jung, "Power Up with 800-V Systems: The benefits of upgrading voltage power for batteryelectric

passenger vehicles”, IEEE Electrification Magazine, vol. 5, no. 1, pp. 53-58, March 2017.

- [23] S. Seo, K. J. Lee, R. Y. Kim, D. S. Hyun, "Aggregated modeling and control of integrated boost-flyback high step-up converter", in *IECON 2011 - 37th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electron Society*, pp.1191-1196, 2011.
- [24] G. Spiazzi, P. Mattavelli, J. R. Gazoli, R. Magalhaes, G. Frattini, "Improved integrated boost-flyback high step-up converter", in *2010 IEEE Intern. Conf. on Ind. Tech.*, pp. 1169-1174, 2010
- [25] S. M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang, J. F. Chen, "A Safety Enhanced, High Step-Up DC-DC Converter for AC Photovoltaic Module Application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1809-1817, April 2012.
- [26] K. Tattiwong, C. Bunlaksanusorn, "Design and implementation of an integrated boost-flyback converter", in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3491-3496, 2015.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Vanderlei Cardoso**, nascido em Itajaí, Santa Catarina, Brasil em 1991. Recebeu o grau de engenheiro eletricitista pela Universidade Federal de Santa Catarina em 2015. Atualmente é aluno do curso de mestrado do departamento de engenharia elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina e professor substituto do Instituto Federal de Santa Catarina.

Atua no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) desde 2014. Seus interesses são: Inversores conectados à rede elétrica, conversores CC-CC, sistemas de conexão com turbinas eólicas de pequeno porte e energias renováveis.

**Telles Brunelli Lazzarin**, nascido em Criciúma, Santa Catarina, Brasil, em 1979. Recebeu o grau de Engenheiro eletricitista, mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2004, 2006 e 2010, respectivamente.

Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UFSC e pesquisador no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). A área de concentração do prof. Telles é em eletrônica de potência, com ênfase em energias renováveis (principalmente eólica de pequeno porte), inversores de tensão e conversores estáticos a capacitor chaveado.

Prof. Telles é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e da *IEEE Society*.

**Gierry Waltrich**, nascido em Joaçaba, Santa Catarina, Brasil, em 1979, possui graduação e mestrado pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 2007 e 2009, respectivamente, e doutorado pela Eindhoven University of Technology, Eindhoven, Holanda, em 2013, todos em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor na Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

Prof. Gerry é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).