

# CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO COM COMPARTILHAMENTO DA CORRENTE DE ENTRADA, MODULAÇÃO PHASE-SHIFT E COMPACTAÇÃO DO FILTRO DE SAÍDA

Víctor F. Gruner, Lenon Schmitz, Denizar C. Martins, Roberto F. Coelho  
Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, Brasil  
e-mail: victor.gruner@inep.ufsc.br, lenonsch@inep.ufsc.br, denizar@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br

**Resumo** – Neste trabalho apresenta-se um conversor cc-cc apto a operar com fontes de baixa tensão e elevada corrente de entrada. A topologia proposta é baseada em uma configuração de conversores *Forward* com entradas conectadas em paralelo e saídas conectadas em série. A referida configuração permite o compartilhamento da corrente de entrada entre os módulos associados e resulta em elevado ganho estático. Mediante a aplicação de modulação *phase-shift* ao acionamento dos interruptores, há a possibilidade de redução do volume dos componentes que compõem o único filtro de saída da estrutura. O estudo realizado neste trabalho inclui: análise das interligações entre conversores *Forward* e das etapas de operação, formas de onda teóricas, a modelagem do conversor orientada ao controle e proposta de uma estratégia de controle. A partir de um protótipo de 1 kW são extraídos resultados experimentais que validam a teoria e as equações derivadas ao longo do texto.

**Palavras-chave** – Alto Ganho, Conversor *Forward*, Modulação *Phase-Shift*, Único Filtro de Saída.

## HIGH GAIN STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH INPUT CURRENT SHARING, PHASE-SHIFT MODULATION AND OUTPUT FILTER REDUCTION

**Abstract** – This paper presents a DC-DC converter capable of dealing with low voltage and high input current sources. The proposed topology is based on a configuration of *Forward* converters with inputs connected in parallel and outputs in series. The presented configuration allows a natural sharing of the input current and generates a high static gain to the converter. Applying a phase-shift modulation to drive the switches, there is the possibility to reduce components volume that make up the single output filter of the structure. The study carried out in this work includes: the analysis of operation stages, theoretical waveforms, oriented-control modelling, as well the employed control strategy. From a prototype of 1 kW experimental results are extracted to validate the theory and the derived equations throughout the text.

**Keywords** – *Forward Converter*, High Gain, Phase-Shift Modulation, Single Output Filter.

Artigo submetido em 01/08/2017. Primeira revisão em 24/09/2017. Aceito para publicação em 16/11/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

## NOMENCLATURA

$V_i$	Tensão de entrada.
$V_o$	Tensão de saída.
$P_o$	Potência de saída.
$N$	Número de conversores associados.
$G$	Ganho estático.
$n$	Relação de transformação.
$n_1$	Nº de espiras do primário do transformador.
$n_2$	Nº de espiras do secundário do transformador.
$n_3$	Nº de espiras do terciário do transformador.
$D$	Razão cíclica.
$S$	Interruptor.
$L_o$	Indutor de saída.
$C_o$	Capacitor de saída.
$D_1$	Diodo de carga.
$D_2$	Diodo de roda livre.
$D_3$	Diodo de desmagnetização.
$v_{prim}$	Tensão no enrolamento primário.
$v_{sec}$	Tensão no enrolamento secundário.
$v_S$	Tensão no interruptor.
$v_{D1}$	Tensão no diodo de carga.
$v_{D2}$	Tensão no diodo de roda livre.
$i_S$	Corrente no interruptor.
$i_{D1}$	Corrente no diodo de carga.
$i_{D2}$	Corrente no diodo de roda livre.
$i_L$	Corrente no indutor de saída.
$I_M$	Corrente máxima.
$I_m$	Corrente mínima.
$T_s$	Período de comutação.
$f_s$	Frequência de comutação.
$FTLA$	Função de transferência de laço aberto.
$FTLA_{nc}$	FTLA não compensada.
$FTLA_c$	FTLA compensada.
$C_i$	Compensador de corrente.
$C_v$	Compensador de tensão.
$V_{ref}$	Tensão de referência.
$e_v$	Erro de tensão.
$e_{vc}$	Erro de tensão compensado.
$I_{ref}$	Corrente de referência.
$e_i$	Erro de corrente.
$e_{ic}$	Erro de corrente compensado.
$k_{PWM}$	Ganho do compensador.
$k_i$	Ganho do sensor de corrente.
$k_v$	Ganho do sensor de tensão.
$G_i$	Planta de corrente.
$G_v$	Planta de tensão.
$IPOS$	<i>Input parallel output series</i> .

## I. INTRODUÇÃO

O crescente aumento do consumo mundial de energia elétrica, aliado à recente preocupação com o meio ambiente, impulsionou o desenvolvimento das chamadas fontes renováveis, entre as quais células a combustível (*FC*), arranjos fotovoltaicos (*PV*) e aerogeradores (*WT*) estão se firmando como alternativas viáveis [1].

Além disso, atualmente, muitos trabalhos fazem referência às redes interligadas, ou microrredes [2], relatando a interação entre arranjos fotovoltaicos, aerogeradores e a rede de energia elétrica. Um dos principais problemas apresentados por essas estruturas, de acordo com [3], [4], é a intermitência de geração, ocasionada pelas oscilações das condições climáticas. Como possível solução para este problema, alguns autores propõem a utilização de bancos de baterias como forma de armazenamento da energia proveniente das fontes primárias (*PV* e *WT*) durante momentos de excesso de geração, para uso posterior. Propõem também o emprego de células combustível, para aumentar a autonomia do sistema [3], [5].

Baterias e células a combustível, contudo, são fontes caracterizadas por disponibilizarem baixa tensão, e tipicamente requerem estágios de processamento de energia que promovam alto ganho estático. Além disso, como as correntes fornecidas por estas fontes são usualmente elevadas, soluções que permitam dividi-las entre vários estágios são preferíveis, pois permitem reduzir as perdas de condução [6].

Do ponto de vista do ganho estático, diversas técnicas propostas na literatura poderiam ser utilizadas para contornar o problema, com destaque ao uso de capacitores chaveados, indutores chaveados, multiplicadores de tensão, acoplamento magnético, células multiníveis, cascadeamento ou associação de conversores com saídas em série [7], [8]. Logicamente, tais técnicas não garantem o compartilhamento da corrente, usualmente alcançado com o uso de técnicas de *interleaving* ou a partir da associação de conversores com entradas conectadas em paralelo [9].

Neste contexto, em [10] foi proposta uma topologia formada por conversores *Forward* com entradas conectadas em paralelo e saída em série (associação *IPOS - input parallel output series*), mostrada na Figura 1, possibilitando simultaneamente elevado ganho estático e compartilhamento da corrente de entrada, assim como é requerido na aplicação foco deste artigo.

Apesar das características positivas mencionadas, a topologia proposta por [10] faz uso de um filtro LC na saída de cada conversor *Forward* que o compõe. Ademais, por apresentar corrente de entrada pulsada, tal topologia exige o uso de filtros de entrada, uma vez que tanto células a combustível quanto baterias têm a vida útil estendida quando suprem correntes com baixa ondulação. Cabe destacar que o elevado número de componentes passivos presentes no conversor apresentado por [10] pode ser entendido como uma desvantagem, pois implica volume considerável e baixa densidade de potência.

Visando contornar tal desvantagem, o presente artigo propõe modificações a serem aplicadas na topologia proposta por [10], sem comprometer suas vantagens originais: elevado

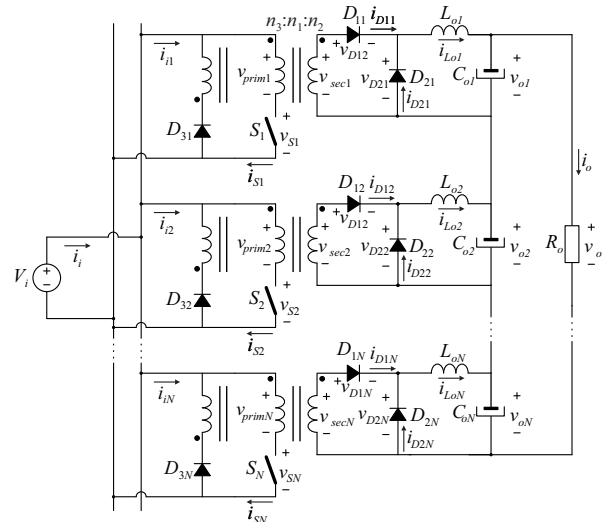


Fig. 1. Modelo comutado do conversor proposto por [10].

ganho estático e compartilhamento da corrente de entrada. Basicamente, realiza-se uma modificação no filtro de saída do conversor, com o objetivo de reduzir o número de componentes passivos, e propõe-se a utilização da modulação *phase-shift* para o comando dos interruptores, visando a redução do volume dos componentes passivos dos filtros de entrada e de saída.

Assim sendo, a presente proposta tem como diferenciais: alto ganho, modularidade, compartilhamento da corrente de entrada e emprego de um único filtro de saída, o que resulta na compactação da estrutura. Tais benefícios são evidenciados frente a estruturas previamente publicadas na literatura [11]–[15].

Neste artigo realiza-se uma análise completa desta nova configuração, incluindo as etapas de operação, as formas de onda teóricas, as principais equações que regem o funcionamento do conversor, a modelagem orientada ao controle, bem como a estratégia de controle empregada. Por fim, resultados experimentais são apresentados com o objetivo de validar as análises realizadas e explicitar as vantagens da nova topologia.

## II. CONVERSOR CC-CC PROPOSTO

O modelo comutado do conversor proposto é ilustrado na Figura 2. Consta-se que, assim como o conversor apresentado na Figura 1, o conversor proposto também é constituído de conversores *Forward* com entradas conectadas em paralelo com a fonte de entrada ( $V_i$ ). Essa conexão faz com que a corrente processada por cada um seja inversamente proporcional o número  $N$  de conversores associados, ou seja,

$$i_{iN} = \frac{i_i}{N}. \quad (1)$$

A redução da corrente de entrada implica diminuição da corrente no interruptor de cada conversor *Forward*, levando a minimização das perdas de condução.

Quanto aos terminais de saída, assim como em [10], no conversor proposto os terminais dos conversores *Forward* são conectados em série. Logo, a tensão de saída total corresponde a  $N$  vezes a tensão fornecida pelos conversores *Forward*

individuais, conforme:

$$V_o = NV_{oN}. \quad (2)$$

O ganho estático da estrutura é representada por:

$$G = nND \quad (3)$$

em que  $n$  é a relação de transformação entre os enrolamentos secundários e primários ( $n_2/n_1$ ) dos transformadores e  $D$  é a razão cíclica de operação.

Embora tal semelhança, verifica-se que a topologia proposta neste trabalho apresenta uma modificação no filtro de saída em relação ao conversor da Figura 1. Visto que as saídas dos conversores *Forward* estão conectadas em série, os  $N$  capacitores de saída podem ser substituídos por um único capacitor equivalente  $C_o$ . Ainda, supondo-se que os conversores para todos os efeitos possam ser considerados idênticos, pode-se assumir que os  $N$  indutores comportam-se como se estivessem em série, permitindo, também, a substituição por um único indutor equivalente  $L_o$ .

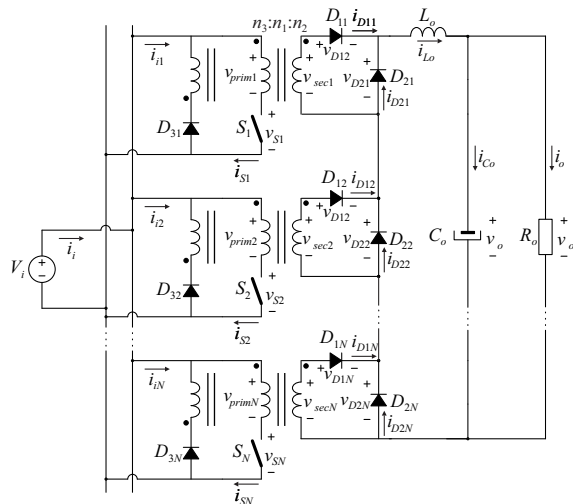


Fig. 2. Modelo comutado do conversor cc-cc proposto.

Essa nova configuração possibilita redução do indutor  $L_o$  e do capacitor  $C_o$ , bem como dos componentes do filtro de entrada (caso existentes), desde que seja empregada modulação *phase-shift*. Tal modulação faz com que a frequência aparente nos referidos componentes seja  $N$  vezes a frequência de comutação dos interruptores.

Com a aplicação da modulação citada, o conversor poderá apresentar inúmeras etapas de operação no modo de condução contínua (MCC). Neste artigo serão abordados dois casos: sem sobreposição de pulso de comando e com sobreposição de dois pulsos de comando. Para o primeiro caso, a razão cíclica do conversor deve ser menor que  $1/N$ , enquanto para o segundo caso, a razão cíclica deve ser maior que  $1/N$  e menor que  $2/N$ . Ademais, a razão cíclica máxima que cada conversor *Forward* pode operar para que seja possível a desmagnetização do transformador é dada por:

$$D_{max} = \frac{1}{\left(1 + \frac{n_3}{n_1}\right)}. \quad (4)$$

Quando adota-se o número de espiras dos enrolamentos terciários ( $n_3$ ) igual ao número de espiras dos enrolamentos primários ( $n_1$ ), a máxima razão cíclica estabelece-se em 50%.

Para uma análise mais sucinta das etapas de operação do conversor proposto, a etapa de desmagnetização dos transformadores foi omitida, uma vez que não interferirá na transferência de energia para a carga. Cabe ressaltar que a desmagnetização, mesmo omitida, acontecerá por meio dos enrolamentos terciários dos transformadores.

Basicamente, na operação de um dos  $N$  conversores *Forward*, enquanto o interruptor  $S_N$  encontra-se em condução, a polaridade do enrolamento terciário  $n_3$  é invertida em relação ao enrolamento primário  $n_1$ , de forma que o diodo  $D_{3N}$  permanece bloqueado. Após retirado o comando de  $S_N$ , o enrolamento terciário  $n_3$  inverte sua polaridade colocando o diodo  $D_{3N}$  em condução, assegurando a continuidade da corrente no indutor magnetizante, restituindo-a à fonte de alimentação  $V_i$  e pondo fim ao processo de desmagnetização do transformador. Esse processo acontecerá de forma idêntica em todos os  $N$  conversores *Forward*.

#### A. Modo de Condução Contínua sem Sobreposição de Comando ( $D < 1/N$ )

Os circuitos equivalentes relacionados às etapas de operação do conversor sem sobreposição de comando e as principais formas de onda são apresentados na Figura 3 e na Figura 4, respectivamente.

- 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ ): Durante a primeira etapa o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir. As polaridades das tensões dos enrolamentos primário  $n_1$  e secundário  $n_2$  do transformador  $T_1$  permitem que a energia seja transferida da fonte de entrada  $V_i$  para a carga  $R_o$  por intermédio do diodo  $D_{11}$ , retornando pelos diodos  $D_{22}...D_{2N}$  dos conversores *Forward* adjacentes, fato que acarreta crescimento linear da corrente do indutor  $L_o$ ;
- 2ª Etapa ( $t_1 < t < T_s / N$ ): Em  $t = t_1$  é retirado o comando de  $S_1$  e, como consequência, tem-se o bloqueio do diodo  $D_{11}$ . Neste momento, o diodo  $D_{21}$  entra em condução assumindo a corrente do indutor  $L_o$ , que decresce linearmente. Os diodos  $D_{22}...D_{2N}$  continuam em condução. Esta etapa é classificada como de roda livre, em que apenas o indutor  $L_o$  fornece energia à carga  $R_o$ ;
- 3ª Etapa ( $T_s / N < t < t_2$ ): Em  $t = T_s / N$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir. Similarmente à 1ª etapa, as polaridades das tensões dos enrolamentos do transformador  $T_2$  possibilitam que a energia seja transmitida da fonte  $V_i$  para a carga  $R_o$ , agora mediante os diodos  $D_{21}$ ,  $D_{12}$  e  $D_{2N}$ ;
- 4ª Etapa ( $t_2 < t < 2T_s / N$ ): Em  $t = t_2$  é retirado o comando de  $S_2$ . Esta etapa é idêntica à 2ª etapa de operação, caracterizada como uma etapa de roda livre, onde o indutor  $L_o$  fornece energia à carga por intermédio dos diodos  $D_{21}...D_{2N}$ ;
- $(2N - 1)^{a}$  Etapa ( $(N - 1) T_s / N < t < t_N$ ): O início desta etapa ocorre com a entrada do interruptor  $S_N$  em condução e se assemelha às 1ª e 3ª etapas, no entanto, o conversor *Forward*  $N$  transmite energia à carga mediante os diodos  $D_{1N}$ ,  $D_{22}$  e  $D_{21}$ ;

- $(2N)^a$  Etapa ( $t_N < t < T_s$ ): Esta etapa inicia-se com a entrada em condução do interruptor  $S_N$  e assemelha-se às 1ª e 3ª etapas; no entanto, o conversor *Forward N* transfere energia à carga por meio dos diodos  $D_{1N}$ ,  $D_{22}$  e  $D_{21}$ ;

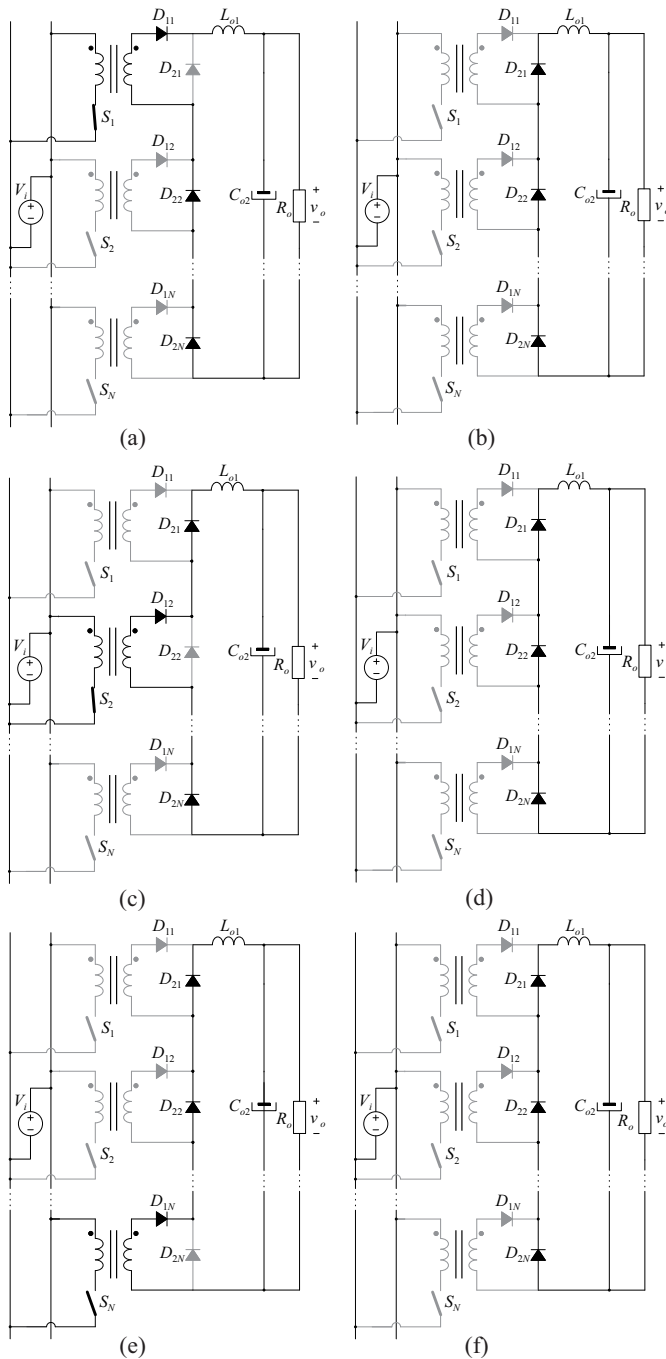


Fig. 3. Etapas de operação do conversor operando sem sobreposição de comando. (a) 1ª etapa. (b) 2ª etapa. (c) 3ª etapa. (d) 4ª etapa. (e) 5ª etapa. (f) 6ª etapa.

### B. Modo de Condução Contínua com Sobreposição de Dois Pulsos de Comando ( $1/N < D < 2/N$ )

Os circuitos equivalentes relacionados às etapas de operação do conversor com sobreposição de dois pulsos de

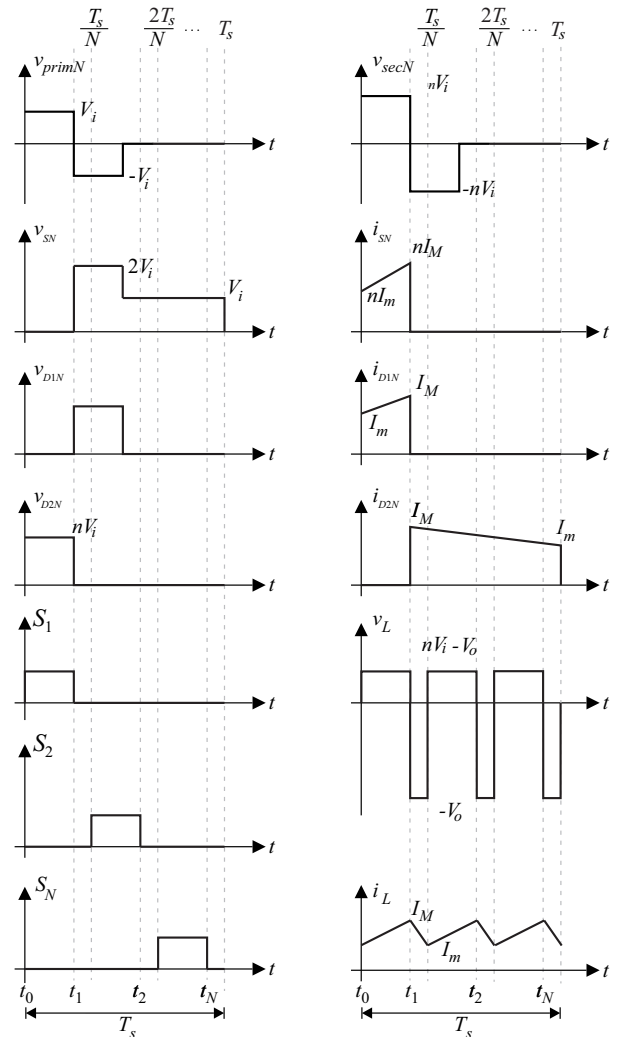


Fig. 4. Formas de onda do conversor operando sem sobreposição de comando.

comando e as principais formas de onda são apresentadas na Figura 5 e na Figura 6, respectivamente.

- 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ ): Durante a primeira etapa os interruptores  $S_1$  e  $S_N$  são comandados a conduzir. As polaridades das tensões dos enrolamentos primários  $n_1$  e secundários  $n_2$  dos transformadores  $T_1$  e  $T_N$  permitem que a energia seja transferida da fonte de entrada  $V_i$  para a carga  $R_o$  por meio dos diodos  $D_{11}$ ,  $D_{1N}$  e  $D_{22}$ , acarretando crescimento linear da corrente do indutor  $L_o$ ;
- 2ª Etapa ( $t_1 < t < T_s / N$ ): Em  $t = t_1$  é retirado comando de  $S_N$ . Imediatamente a corrente que circulava por  $S_N$  e  $D_{1N}$  anula-se e, como consequência, tem-se o bloqueio do diodo  $D_{1N}$ . Neste momento,  $D_{2N}$  entra em condução assumindo a corrente do indutor  $L_o$ , que decresce linearmente. Os diodos  $D_{11}$ ,  $D_{22}$  e  $D_{2N}$  transferem a energia da fonte  $V_i$  para a carga  $R_o$ ;
- 3ª Etapa ( $T_s / N < t < t_2$ ): Em  $t = T_s / N$  o interruptor  $S_2$  entra em condução juntamente com o interruptor  $S_1$ . Similarmente à 1ª etapa, as polaridades das tensões dos enrolamentos dos transformadores  $T_1$  e  $T_2$  permitem que a energia seja transferida da fonte  $V_i$  para a carga  $R_o$  utilizando, agora, os diodos  $D_{11}$ ,  $D_{12}$  e  $D_{2N}$ ;
- 4ª Etapa ( $t_2 < t < 2T_s / N$ ): Em  $t = t_2$  é retirado comando

de  $S_1$ , enquanto o interruptor  $S_2$  continua em condução. Esta etapa é semelhante à 2ª etapa de operação, porém, a energia da fonte  $V_i$  é transferida à carga por intermédio dos diodos  $D_{12}$ ,  $D_{21}$  e  $D_{2N}$ ;

- $(2N - 1)^{a}$  Etapa ( $(N - 1) T_s / N < t < t_N$ ): Esta etapa inicia-se com a entrada do interruptor  $S_N$  em condução, enquanto o interruptor  $S_2$  continua conduzindo. Similarmente às 1ª e 3ª etapas, as polaridades das tensões dos enrolamentos dos transformadores  $T_2$  e  $T_N$  permitem que a energia seja transferida da fonte  $V_i$  para a carga  $R_o$ , por meio dos diodos  $D_{12}$ ,  $D_{1N}$  e  $D_{21}$ ;
- $(2N)^{a}$  Etapa ( $t_N < t < T_s$ ): Em  $t = t_N$  é retirado o comando de  $S_2$ , enquanto o interruptor  $S_N$  continua conduzindo. Esta etapa é semelhante às 2ª e 4ª etapas de operação, entretanto, a energia da fonte  $V_i$  é transferida à carga através dos diodos  $D_{1N}$ ,  $D_{21}$  e  $D_{22}$ . Ao término desta etapa todo o processo é reiniciado;

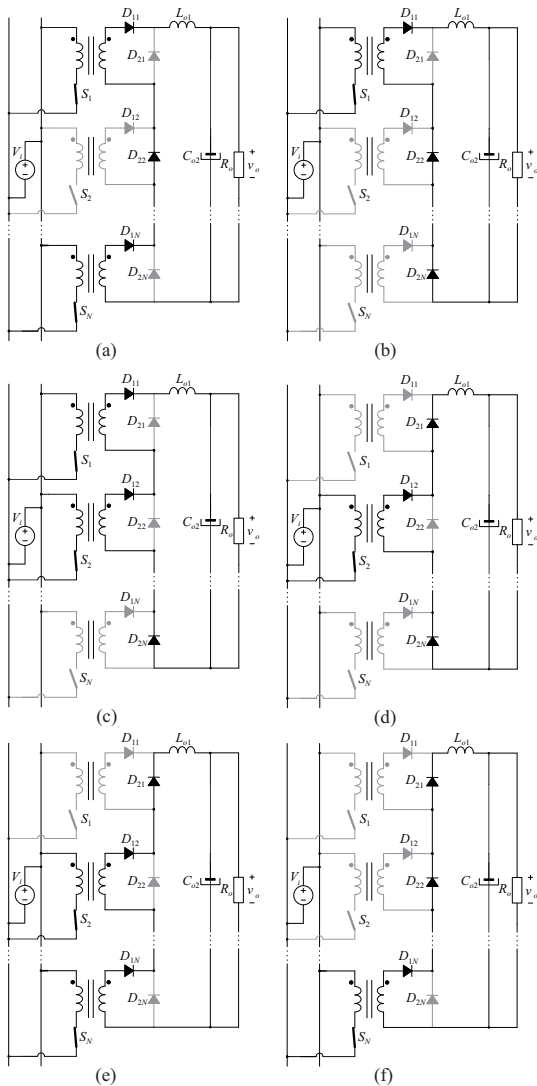


Fig. 5. Etapas de operação do conversor operando com uma sobreposição de comando. (a) 1ª etapa. (b) 2ª etapa. (c) 3ª etapa. (d) 4ª etapa. (e) 5ª etapa. (f) 6ª etapa.

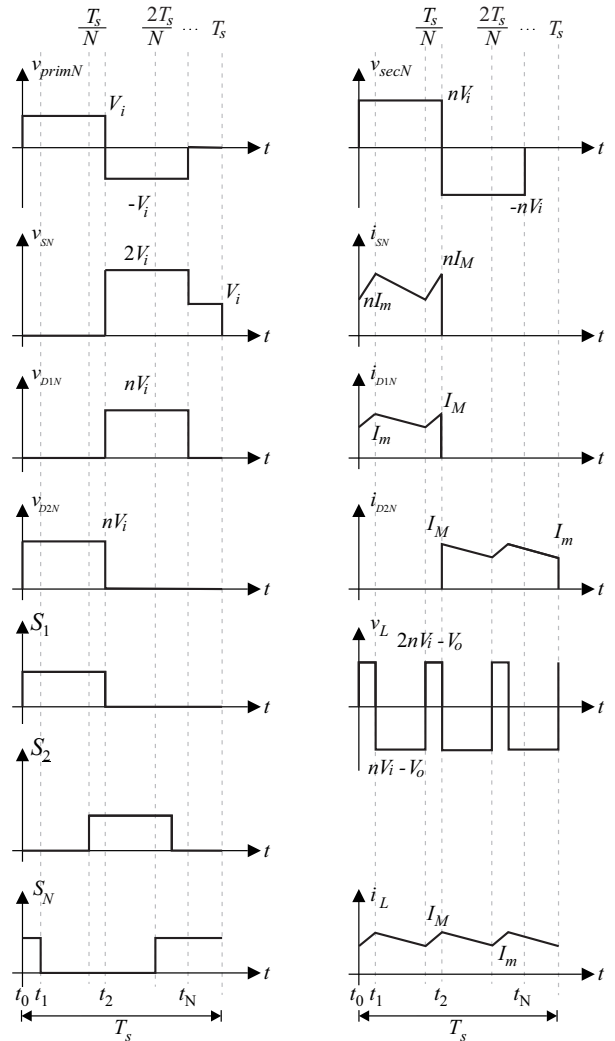


Fig. 6. Formas de onda do conversor operando com uma sobreposição de comando.

Ressalta-se que, considerando os módulos *Forward* idênticos, a sobreposição de comandos não interfere no ganho estático, determinado por (3), sendo que o único fato que leva à limitação da razão cíclica é a desmagnetização do transformador, haja vista a relação estabelecida em (4).

### III. MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE DO CONVERSOR PROPOSTO

Nesta seção é apresentada uma análise simplificada do circuito a fim de facilitar a obtenção dos modelos de pequenos sinais, necessários para o projeto dos compensadores empregados em malha fechada. Uma vez que tal conversor é constituído de conversores *Forward* (conversor *Buck* isolado [16]), é possível reduzi-lo a um único conversor *Buck* equivalente sem alterar a dinâmica do conversor original.

Primeiramente, visto que as entradas dos conversores *Forward* estão em paralelo, pode-se considerá-las conectadas a fontes de tensão de mesmo valor, mas independentes, reduzindo o conversor proposto a  $N$  conversores *Buck* com saídas conectadas em série. Para tanto, deve-se ainda refletir as  $N$  tensões pulsadas dos enrolamentos primários para os secundários, de maneira a eliminar os transformadores *Forward* da representação, como pode ser visto na Figura 7(a).



Além disso, no conversor *Buck* clássico, a tensão de saída pode ser definida como sendo o valor médio da tensão sobre o diodo. Isso também é verdadeiro para a configuração da Figura 7 (a). No entanto, como os diodos  $D_1 \dots D_N$  estão em série, a tensão de saída é definida por  $N$  vezes o valor médio da tensão sobre um desses diodos. Logo, para que se obtenha o conversor *Buck* equivalente, um único conversor com tensão de entrada com valor de  $nNV_i$  deve ser considerado, conforme exposto na Figura 7 (b). Ressalta-se que essa última etapa de simplificação elimina a característica de aumento da frequência aparente nos componentes do filtro de saída, entretanto, a dinâmica de baixa frequência não é alterada.

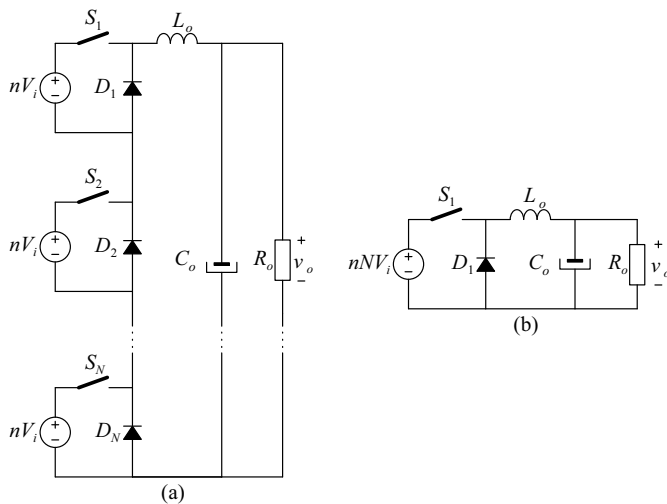


Fig. 7. (a) Redução do conversor proposto. (b) Conversor *buck* equivalente.

A fim de comprovar a manutenção da dinâmica do conversor nas etapas de simplificação, foi realizada uma simulação cujos resultados são apresentados na Figura 9, considerando-se a aplicação de um degrau de carga de 100%. Após a comprovação de que o modelo comutado do conversor *Buck* equivalente possui o mesmo comportamento dinâmico do conversor proposto, encontra-se seu modelo médio equivalente de pequenos sinais [17], conforme ilustra a Figura 8, para determinar as funções de transferência orientada ao controle da corrente e da tensão de saída, dadas respectivamente por:

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L_o}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{nNV_i(sR_oC_o + 1)}{s^2R_oC_oL_o + sL_o + R_o} \quad (5)$$

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{L_o}(s)} = \frac{R_o}{sR_oC_o + 1} \quad (6)$$

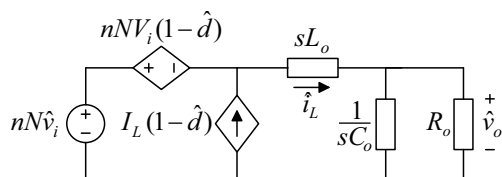


Fig. 8. Modelo de pequenos sinais do conversor *buck* equivalente.

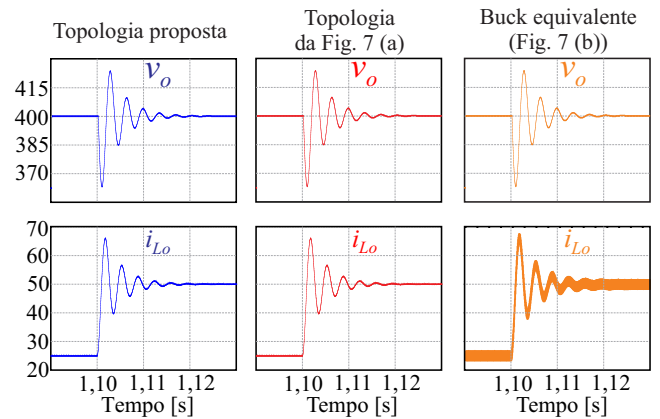


Fig. 9. Validação dos modelos via simulação.

#### IV. METODOLOGIA DE PROJETO

Esta seção apresenta o projeto de um conversor utilizando quatro conversores *Forward*, com o objetivo de comprovar as análises realizadas no decorrer do artigo. As especificações do projeto estão descritas na Tabela I.

**TABELA I**  
Especificações de projeto

Variáveis	Símbolos	Valores
Número de módulos	$N$	4
Tensão de saída	$V_o$	400 V
Potência de saída	$P_o$	1 kW
Relação de transformação	$n_1/n_3$	1
Tensão de entrada	$V_i$	30 V
Varição máxima de $i_{L_o}$	$\Delta i_L$	20%
Varição máxima de $v_{C_o}$	$\Delta v_{C_o}$	1%
Frequência de comutação	$f_s$	100 kHz
Razão cíclica	$D$	0,4

##### A. Relação de Transformação $n$

O conversor é projetado para operar nominalmente com sobreposição de um pulso de comando ( $0,25 < D < 0,5$ ). Vale ressaltar que, de acordo com (4), o conversor opera com um  $D_{max} = 0,5$ . A relação de transformação  $n$  ( $n_2/n_1$ ) é definida por:

$$n = \frac{G}{ND} \quad (7)$$

##### B. Indutor e Capacitor do Filtro de Saída

Considerando que o ciclo de trabalho pode variar em toda a faixa de razão cíclica (0 a 0,5), é necessário projetar um indutor com indutância suficiente para garantir que a máxima ondulação de corrente de 20% não seja excedida, de acordo com as especificações de projeto. A Figura 10 mostra a proporção da ondulação de corrente do indutor de saída para a associação de 1 a 4 conversores *Forward* em função da razão cíclica. Também são apresentadas as curvas da associação de 4 módulos com 0 até 3 sobreposições de comandos. A equação que determina a ondulação da corrente do indutor em funções dos parâmetros supracitados é apresentada a seguir:

$$\Delta i_{L_o} = \frac{nV_i}{L_o f_s} \left[ -ND^2 + D(2n_{sbp} + 1) - \frac{n_{sbp}^2}{N} - \frac{n_{sbp}}{N} \right]. \quad (8)$$

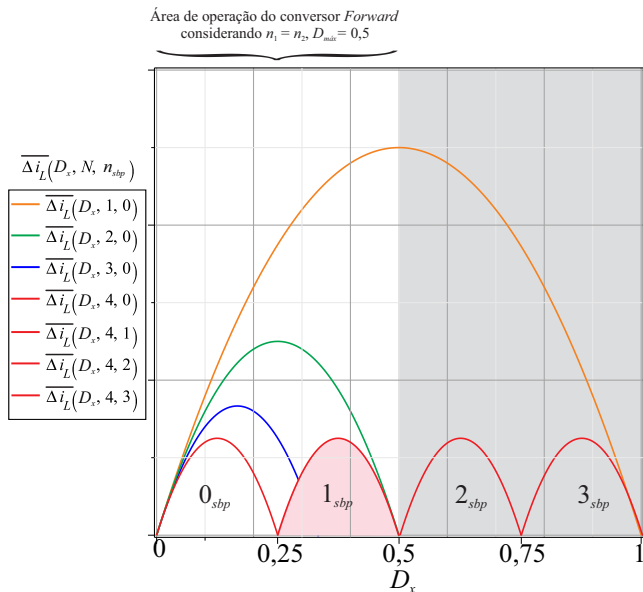


Fig. 10. Ondulação de corrente no indutor em função da variação da razão cíclica.

A indutância onde ocorre a máxima ondulação de corrente em função da razão cíclica é obtida igualando-se a derivada de (8) a zero, de onde se obtém:

$$L_{omin} = \frac{nV_i}{4N\Delta i_{L_o} f_s}. \quad (9)$$

A capacitância é determinada pela análise da energia armazenada no capacitor em função da ondulação de tensão máxima de saída estipulada no projeto do conversor de acordo com a Tabela I, sendo dada por:

$$C_{omin} = \frac{nV_i}{8Nf_s^2 L_o \Delta v_o}. \quad (10)$$

### C. Estratégia de Controle e Cálculo dos Compensadores

A estratégia de controle empregada visa garantir a regulação da tensão de saída por meio do ajuste da corrente no indutor. Tal estratégia é conhecida na literatura como controle modo corrente [18]. A implementação das malhas de corrente e de tensão para o conversor proposto estão demonstradas na

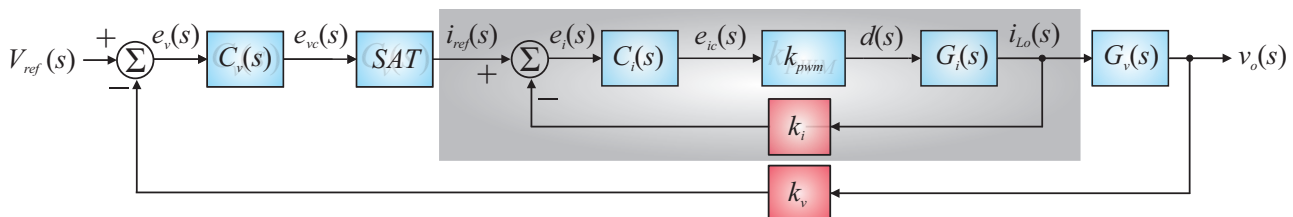


Fig. 12. Diagrama de blocos referente às duas malhas de controle.

Figura 11 e o respectivo diagrama de blocos na Figura 12.

Ressalta-se que a inserção do saturador (SAT) possibilita a limitação da corrente máxima no indutor e, conseqüentemente, da corrente fornecida pela fonte de entrada (célula combustível, banco de baterias, ou outra fonte com as mesmas características), evitando, assim, danos devido à operação com sobrecarga.

O projeto dos compensadores foi realizado com base na resposta em frequência do conversor. Os compensadores escolhidos são do tipo proporcional-integral (PI), pois garantem erro nulo ao degrau. A frequência de cruzamento da malha de corrente é alocada uma década abaixo da frequência da corrente do indutor, com o intuito de atenuar os ruídos provenientes da comutação. Por sua vez, a frequência de cruzamento da malha de tensão é alocada uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de corrente com o intuito de garantir o desacoplamento dinâmico entre malhas.

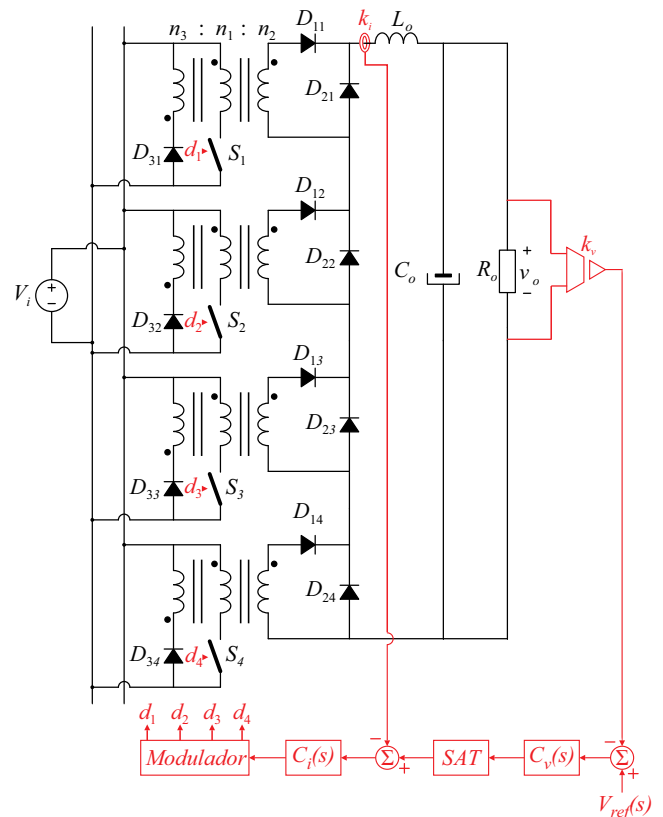


Fig. 11. Conversor proposto: estágio de potência e de controle.

Os compensadores de tensão e de corrente são descritos respectivamente por:

$$C_v(s) = 3,153 \frac{(s + 1,18 \cdot 10^3)}{s} \quad (11)$$

$$C_i(s) = 0,0072 \frac{(s + 23,323 \cdot 10^3)}{s} \quad (12)$$

Os diagramas de Bode dos compensadores e das funções de transferência de laço aberto não compensada e compensada de ambas as malhas são apresentadas na Figura 13.

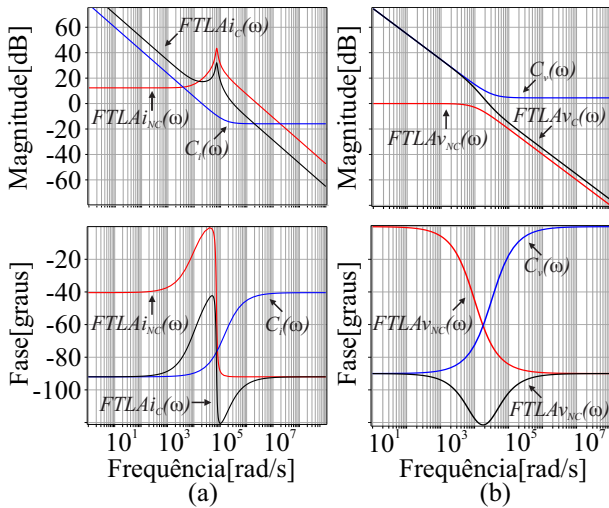


Fig. 13. (a) Diagramas de Bode da FTLA não compensada, da FTLA compensada e do compensador de corrente. (b) Diagramas de Bode da FTLA não compensada, da FTLA compensada e do compensador de tensão.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a operação do conversor proposto, faz-se necessária a comprovação experimental. Para tanto, foi desenvolvida uma estrutura de potência composta por quatro módulos de conversores *Forward* e um filtro de saída. A mencionada estrutura foi projetada conforme as especificações apresentadas na Tabela I.

As formas de onda experimentais obtidas a partir dos testes realizados no protótipo do conversor proposto, mostrado na Figura 14, são apresentadas a seguir. Devido à elevada frequência de comutação (400 kHz), o efeito capacitivo dos transformadores e dos *MOSFETs* tornam-se relevantes, implicando em ressonâncias que se tornam visíveis nas formas de onda.

A Figura 15 mostra as tensões e correntes de entrada e de saída do conversor proposto, funcionando em carga nominal.

Os esforços nos semicondutores localizado no lado de baixa tensão (enrolamento primário): tensão no interruptor, corrente no interruptor, tensão no diodo desmagnetizante e corrente no diodo de desmagnetização, são apresentados na Figura 16 (a). No lado de alta tensão (enrolamento secundário): tensão em  $D_2$ , corrente em  $D_2$ , tensão em  $D_1$  e corrente em  $D_1$ , são apresentados na Figura 16 (b).

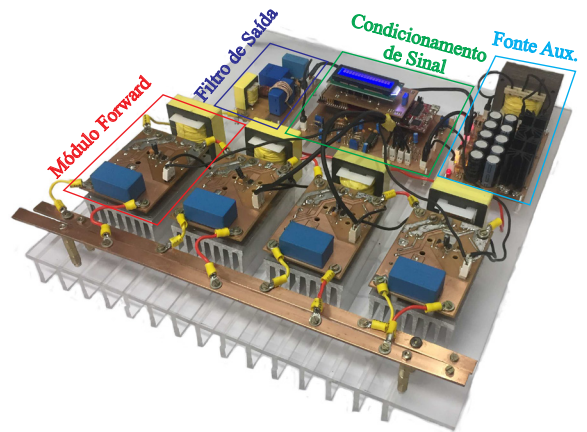


Fig. 14. Protótipo do conversor proposto.

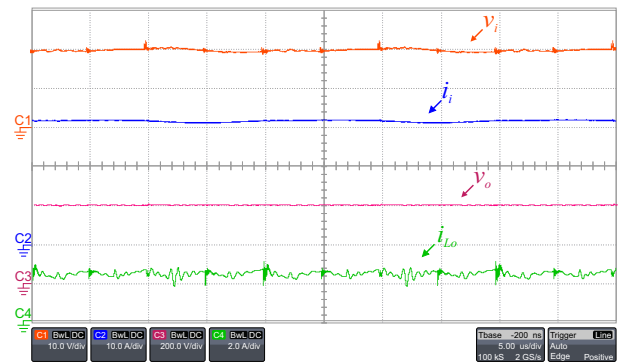


Fig. 15. Tensões e correntes de entrada e de saída do conversor proposto operando em carga nominal.

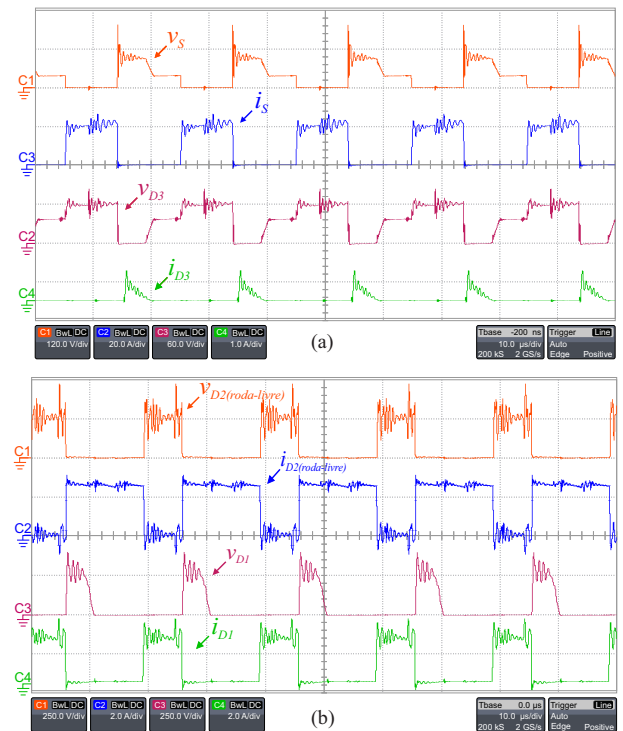


Fig. 16. (a) Tensão no interruptor  $v_S$ , corrente no interruptor  $i_S$ , tensão no diodo de desmagnetização  $v_{D3}$  e corrente no diodo de desmagnetização  $i_{D3}$ . (b) Tensão no diodo  $D_2$ , corrente no diodo  $D_2$ , tensão no diodo  $D_1$  e corrente no diodo  $D_1$ .



A Figura 17 (a) mostra as tensões de entrada e de saída e a dinâmica das correntes após aplicação de um degrau de -50% de carga. A Figura 17 (b) mostra as tensões de entrada e de saída e a dinâmica das correntes após aplicação de um degrau de +100% de carga.

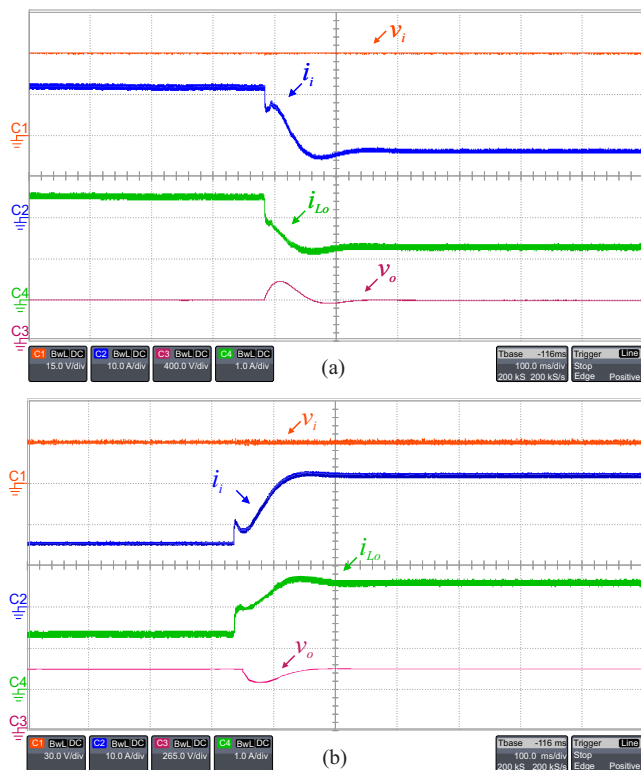


Fig. 17. (a) Degrau de -50% carga. (b) Degrau de +100% de carga.

O rendimento obtido com a estrutura proposta funcionando em carga nominal foi de 85%. A curva de eficiência para a variação de carga é apresentada na Figura 18.

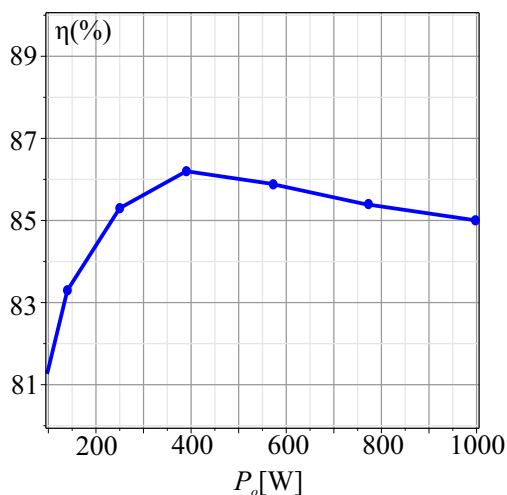


Fig. 18. Rendimento do conversor proposto.

Vale ressaltar que o rendimento é satisfatório, porém estabeleceu-se em um patamar abaixo do inicialmente cogitado devido aos materiais utilizados na montagem do protótipo (interruptores e magnéticos) não serem de última geração.

## VI. ANÁLISE COMPARATIVA

Mediante os resultados obtidos com a estrutura apresentada neste artigo, na Tabela II, propõe-se uma breve análise comparativa com o conversor apresentado por [10], visto que ambos processam um valor de potência semelhante, e permitem a divisão dos esforços de tensão e de corrente sobre os componentes da estrutura.

TABELA II  
Análise Comparativa

	Topologia proposta neste artigo	Topologia proposta por [10]
Conversores associados	4	3
Potência processada	1 kW	900 W
Ganho em condições nominais	13,33	7
Compartilhamento da corrente de entrada	Sim	Sim
Interruptores ativos	4	3
Diodos	12	9
Capacitores	1	3
Indutores	1	3

Conforme pode ser verificado, a vantagem principal da topologia proposta é a redução do número de componentes passivos que compõem o filtro de saída. A topologia proposta por [10] terá tantos indutores e capacitores de saída quantos forem os módulos *Forward* associados, já a topologia proposta apresenta apenas um par LC de saída, independente da quantidade de módulos associados.

## VII. CONCLUSÃO

Neste artigo foi apresentado um conversor cc-cc com promissora aplicação no processamento de energia de fontes de baixa tensão e alta corrente. O conversor proposto é baseado no uso de conversores *Forward* com entradas conectadas em paralelo e saídas em série. As principais vantagens dessa estrutura são o alto ganho estático e o compartilhamento da corrente de entrada, que permite a redução de perdas por condução nos interruptores quando comparado ao conversor *Forward* convencional. Outra vantagem é o uso da modulação de *phase-shift*, que provoca um aumento na frequência aparente dos filtros de entrada e de saída, permitindo, assim, sua redução e aumento da densidade de potência do conversor. Ressalta-se ainda, a vantagem da utilização de conversores menos complexos, aplicados em faixas de potência em que não seriam usualmente empregados.

O artigo também apresentou um procedimento de redução do conversor proposto para um conversor *Buck* equivalente, que preserva a mesma dinâmica de operação, facilitando a obtenção dos modelos de pequenos sinais necessários aos projetos dos compensadores.

Finalmente, a compactação do filtro de saída tornou a topologia mais atrativa e com maior densidade de potência, frente à proposta apresentada por [10].

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a equipe INEP, pela colaboração neste trabalho. Este projeto foi financiado pelo CNPq.

## REFERÊNCIAS

- [1] A. Rohani, K. Mazlumi, H. Kord, “Modeling of a hybrid power system for economic analysis and environmental impact in HOMER”, in *Proc. of ICEE*, pp. 819–823, 2010.
- [2] D. C. Martins, R. Demonti, “Photovoltaic energy processing for utility connected system”, in *Proc. of IECON*, vol. 2, pp. 1292–1296, 2001.
- [3] K. Agbossou, S. Kelouwani, A. Anouar, M. Kolhe, “Energy management of hydrogen-based stand-alone renewable energy system by using boost and buck converters”, in *Proc. of IAS*, vol. 4, pp. 2786–2793, 2004.
- [4] K. Agbossou, M. L. Doumbia, A. Anouar, “Optimal hydrogen production in a stand-alone renewable energy system”, in *Proc. of IAS*, vol. 4, pp. 2932–2936, 2005.
- [5] R. F. Coelho, L. Schmitz, D. C. Martins, “Grid-connected PV-wind-fuel cell hybrid system employing a supercapacitor bank as storage device to supply a critical DC load”, in *Proc. of IINTEC*, pp. 1–10, 2011.
- [6] J. Larminie, A. Dicks, *Fuel cell systems explained*, Wiley, 2000.
- [7] 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.
- [8] B. Huang, I. Sadli, J. P. Martin, B. Davat, “Design of a High Power, High Step-Up Non-isolated DC-DC Converter for Fuel Cell applications”, in *Proc. of VPPC*, pp. 1–6, 2006.
- [9] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, F. C. Y. Lee, “Analysis and evaluation of interleaving techniques in forward converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 690–698, Jul. 1998.
- [10] L. Schmitz, R. F. Coelho, D. C. Martins, “High step-up DC-DC converter with input current sharing for fuel cell applications”, in *Proc. of PEDG*, pp. 1–7, 2015.
- [11] Y. Lian, G. Adam, D. Holliday, S. Finney, “Modular input-parallel output-series DC/DC converter control with fault detection and redundancy”, *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, no. 6, pp. 1361–1369, May 2016.
- [12] S. Saravanan, N. R. Babu, “Design and Development of Single Switch High Step-Up DC-DC Converter”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, Aug. 2017.
- [13] C. L. Shen, Y. C. Lee, J. C. Su, C. T. Tsai, “A high step-up DC/DC converter for PV panel application”, in *Proc. of ISEEE*, vol. 2, pp. 1236–1240, 2014.
- [14] S. J. Chen, S. P. Yang, C. M. Huang, C. K. Lin, “Interleaved high step-up DC-DC converter with parallel-input series-output configuration and voltage multiplier module”, in *Proc. of ICIT*, pp. 119–124, 2017.
- [15] J. Shi, L. Zhou, X. He, “Common-Duty-Ratio Control of Input-Parallel Output-Parallel (IPOP) Connected DC-DC Converter Modules With Automatic Sharing of Currents”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3277–3291, Jul. 2012.
- [16] D. C. Martins, *Semicondutores de Potência Controlados, Conversores CC-CC Isolados e Conversores CC-CC a Tiristor (Comutação Forçada)*, INEP Internal Publication, 2006.
- [17] R. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Norwell, MA: Kluwer, 2001.
- [18] L. Dixon, *Average Current Mode Control of Switching Power Supplies*, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual, pp. 1-12, 1990.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Víctor Ferreira Gruner**, nascido em Florianópolis, SC, Brasil, em 15 de março de 1987 é engenheiro electricista (2015), mestre em engenharia elétrica (2017) pela Universidade de Federal de Santa Catarina. Atualmente é estudante de doutorado no Instituto de Eletrônica de Potência.

**Lenon Schmitz**, nascido em Blumenau, SC, Brasil, em 28 de março de 1990. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 2012 e 2015, respectivamente. Atualmente é estudante de doutorado do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na instituição.

**Denizar Cruz Martins**, nascido em São Paulo, SP, Brasil, em 24 de abril de 1955. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 1978 e 1981, respectivamente, e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, Toulouse, França, em 1986. Atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.

**Roberto Francisco Coelho**, nascido em Florianópolis, SC, Brasil, em 19 de agosto de 1982. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da mesma instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis e ao controle e estabilidade de microrredes.