

# PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA EM CONVERSORES CC-CC CONECTADOS NA CONFIGURAÇÃO DE REGULADORES SÉRIE

Jonatan Rafael Rakoski Zientarski<sup>1</sup>, Mário Lúcio da S. Martins<sup>2</sup>, José Renes Pinheiro<sup>2</sup>, Hélio Leães Hey<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Instituto Federal Catarinense, Videira – SC, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

e-mail: jonatan@ifc-videira.edu.br, mariolsm@gmail.com, jrenes@gepoc.ufsm.br, heliohey@ufsm.br

**Resumo** – Este trabalho apresenta um procedimento para avaliação do processamento parcial de energia em conversores CC-CC que operam como reguladores série. Por meio da análise da potência ativa e não-ativa, o procedimento permite distinguir quais topologias de conversores processam menor quantidade de energia e por isso podem ser consideradas topologias com processamento parcial de energia. Como estudo de caso, são abordadas as topologias originalmente isoladas *flyback* e *forward* conectadas como reguladores série, comprovando que o regulador série *forward* pode realizar o processamento parcial em uma faixa de ganho de tensão dependendo da relação de espiras utilizada no transformador, enquanto que o regulador série *flyback* processa a mesma quantidade de energia que um conversor convencional não isolado. São apresentados resultados experimentais de dois protótipos de 750 W para validar a abordagem proposta.

**Palavras-chave** – Conversor *Flyback*, Conversor *Forward*, Processamento Parcial de Energia, Processamento Parcial de Potência, Reguladores Série.

## PARTIAL POWER PROCESSING ON DC/DC CONVERTERS CONNECTED AS SERIES REGULATORS

**Abstract** – This paper presents a procedure to evaluate the partial power processing on DC/DC converters with series regulators by analyzing the active and non-active power. This allows to distinguish what topologies performs, or not, the partial power processing. As a case study, the originally isolated *flyback* and *forward* topologies connected as series regulators are investigated, proving that the *forward* series regulator can perform partial power processing in a range of voltage gain depending on the transformer turns ratio, whereas the *flyback* series regulator processes the same amount of energy as a conventional non-isolated converter. In order to verify the proposed approach, experimental results of two 750 W prototypes are presented.

**Keywords** – *Flyback* Converter, *Forward* Converter, Partial Active Power Processing, Partial Power Processing, Series Regulators.

Artigo submetido em 06/09/2016. Primeira revisão em 17/10/2016. Aceito para publicação em 22/12/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

## NOMENCLATURA

$P_{in}$	Potência ativa de entrada do estágio CC-CC.
$P_{out}$	Potência ativa de saída do estágio CC-CC.
$P_{Cin}$	Potência ativa de entrada no regulador série.
$P_{Cout}$	Potência ativa de saída no regulador série.
$v_{out}$	Tensão de saída estágio CC-CC.
$v_C$	Tensão de saída do regulador série.
$i_{out}$	Corrente de saída.
$\eta_{regulador}$	Rendimento do regulador série.
$\eta_{global}$	Rendimento global do estágio CC-CC.
$E_{LP}$	Energia ativa no indutor.
$E_{CP}$	Energia ativa no capacitor.
$\Delta E_L$	Variação de energia no indutor em um período de comutação.
$\Delta E_C$	Variação de energia no capacitor em um período de comutação.
$T_S$	Período de comutação.
$T_{on}$	Tempo de condução da chave.
$T_{off}$	Tempo de bloqueio da chave.
$d$	Razão cíclica.
$E_{Nint}$	Energia não-ativa nos elementos de filtro.
$N_L$	Potência não-ativa no indutor.
$N_C$	Potência não-ativa no capacitor.
$N_{int}$	Potência não-ativa nos elementos de filtro.
$N_{in}$	Potência não-ativa na entrada.
$N_{out}$	Potência não-ativa na saída.
$N_{total}$	Potência não-ativa total.
$\Delta i_L$	Ondulação de corrente no indutor.
$\Delta v_C$	Ondulação de tensão no capacitor.
$n$	Relação de espiras no transformador ou indutor acoplado.
$n_D$	Relação de espiras no enrolamento de desmagnetização do regulador <i>forward</i> .
$d_{max}$	Razão cíclica máxima do regulador <i>forward</i> .
$n_{min}$	Valor mínimo de projeto da relação de espiras do transformador.
$i_{in\ reg}$	Corrente de entrada no regulador série.
$i_{Lm}$	Corrente de magnetização do transformador.

## I. INTRODUÇÃO

O aumento da demanda por energia elétrica nos países em desenvolvimento, juntamente com as preocupações ambientais relacionadas ao uso de fontes convencionais de geração tem estimulado o emprego de fontes renováveis de geração energia, dentre elas os sistemas de geração fotovoltaica (PV). Neste sentido, diversas pesquisas têm sido realizadas com o objetivo não somente de melhorar o desempenho dos módulos PV como também de aumentar

a eficiência dos conversores eletrônicos empregados para realizar a conexão destes sistemas à rede elétrica. Entre as abordagens apresentadas, o processamento parcial de energia (PPP, *partial power processing*) é mostrado como uma solução que promete melhorar a eficiência do estágio CC-CC. O conceito de PPP consiste em permitir que somente uma pequena parcela da energia que flui da entrada para a saída seja processada pelo circuito regulador, enquanto que a maior parcela da energia flui sem ser processada (i.e. com eficiência unitária) [1].

A implementação deste conceito pode ser realizada de duas maneiras: por meio da regulação paralela ou pela regulação série. A regulação paralela, usualmente chamada na literatura de DPP (do inglês, *differential power processing*) [2], [3], é comumente utilizada em *strings* de módulos PV onde os conversores CC-CC são conectados em paralelo com os módulos. Isso proporciona a divisão da corrente da *string* permitindo que cada módulo opere em níveis de corrente diferentes e adequados ao rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) daquele módulo.

No caso da regulação série, chamada simplesmente de PPP, cujo diagrama é mostrado na Figura 1, a saída do regulador CC-CC é conectada em série com a fonte de entrada. Assim, a tensão de saída do conversor ( $v_C$ ) é a diferença entre a tensão de saída do estágio CC-CC ( $v_{out}$ ) e a tensão de entrada ( $v_{in}$ ). Quanto menor essa diferença de tensão, menor é a potência ativa processada pelo conversor em relação à potência de saída do sistema [4]. Uma vez que a tensão no MPP apresenta uma pequena faixa de variação em tensão, em torno de 20% [4],[5], esta característica torna os reguladores série adequados para realizar o MPPT em sistemas fotovoltaicos na configuração *multi-string*, conforme ilustrado na Figura 2. Isso possibilita a utilização de conversores com baixa potência ativa nominal, processando somente a quantidade de energia necessária para regular os níveis de tensão e corrente de entrada da *string*, permitindo o MPPT individual da *string*, enquanto que a tensão  $V_{out}$  é regulada pelo inversor central.

A regulação série tem sido utilizada com sucesso em sistemas de potência para realizar a regulação ativa da tensão em redes de distribuição [6]. Entretanto, sua aplicação em conversores CC-CC ainda é mal compreendida na literatura especializada. Isso é verificado ao observar as contradições existentes entre os trabalhos publicados a respeito do conceito de PPP [5], [7]–[9]. Em [9], por exemplo, os autores afirmam que a topologia utilizada como regulador série deve ser obrigatoriamente isolada para garantir o PPP, e utilizam a topologia *flyback* como regulador série. No entanto, em [5] é apresentado um sistema que utiliza a topologia não isolada *buck-boost* como regulador série afirmando se tratar de uma topologia que realiza o processamento parcial e energia, afirmação que é refutada em [8].

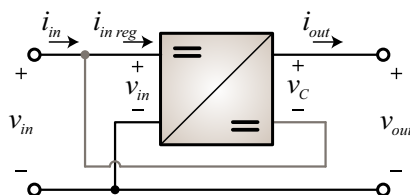


Fig. 1. Conversor CC-CC conectado como regulador série.

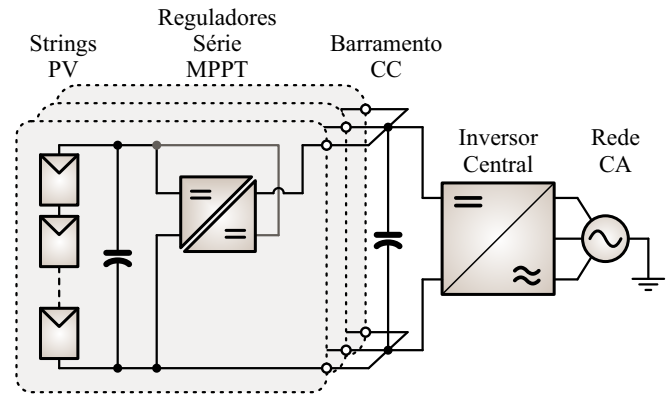


Fig. 2. Arquitetura *multi-string* utilizando conversores CC-CC com regulação série.

Embora a potência ativa no regulador série seja menor do que em uma topologia convencional, a conexão série não é uma condição suficiente para garantir o PPP. Isso é demonstrado em [10], onde um estudo de caso do conversor *buck-boost* conectado como regulador série demonstrou apresentar um desempenho similar, em termos de processamento de energia e eficiência, à um conversor convencional que processa toda potência ativa. O termo “processamento parcial de potência ativa” (ou PAPP) foi introduzido para referir a todos conversores conectados na configuração de regulador série, evitando confusão na terminologia. Assim, o termo PPP deve ser aplicado somente aos conversores que de fato processam menos energia em seus elementos quando comparado aos conversores convencionais. O trabalho apresentado em [10] corrobora a restrição de que topologias não isoladas não são capazes de realizar o PPP [9], porém não avalia o emprego de topologias isoladas na configuração de regulador série.

Diante do exposto, o objetivo deste trabalho é sanar a discussão sobre a ocorrência do PPP em conversores CC-CC, apresentando um procedimento de análise que permite a distinção entre quais topologias realizam, ou não, o processamento parcial de energia. Como estudo de caso, o procedimento é aplicado às topologias *flyback* PAPP e *forward* PAPP, demonstrando como ocorre o processamento de energia nestas duas topologias.

## II. ANÁLISE DO PROCESSAMENTO ENERGIA EM CONVERSORES CC-CC

O uso de topologias originalmente isoladas na configuração PAPP resulta na perda de sua isolamento, e por isso, em termos de aplicação, a topologia resultante pode ser comparada com qualquer topologia não isolada convencional [10]. Para que uma topologia qualquer possa ser considerada com processamento parcial de energia, ela deve processar uma menor quantidade de energia em seus elementos do que uma topologia não isolada convencional operando sobre as mesmas condições de entrada e saída. Neste caso, utiliza-se como referência a topologia mais simples que pode ser implementada, derivada da célula de comutação básica de três terminais e dois estados [11], [12], a qual pode resultar na implementação dos três conversores básicos não isolados: *buck*, *boost* e *buck-boost*.

Entretanto, deve-se observar que a quantidade de energia processada nos elementos de um conversor CC-CC não está ligada somente à sua potência ativa, mas também à energia não-ativa que circula nos seus elementos e nos terminais de entrada e saída. Em geral, um conversor CC-CC consiste de um circuito de comutação (semicondutores), elementos de filtro e armazenamento de energia (indutores e capacitores) e terminais de entrada e saída, conforme ilustrado pela Figura 3, e suas perdas são consequência da circulação de energia nestes elementos.

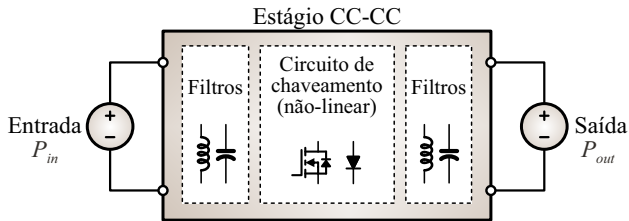


Fig. 3. Representação dos elementos que compõem o estágio de conversão CC-CC.

#### A. Potência Ativa e Eficiência

A potência ativa na saída do regulador série ( $P_{Cout}$ ) é a média da potência instantânea nos terminais de saída do circuito durante um intervalo de tempo definido. No regulador série da Figura 1, ignorando-se as ondulações de tensão e corrente, pode-se considerar a potência ativa na saída do conversor CC-CC ( $P_{Cout}$ ) como sendo

$$P_{Cout} = V_C I_{out} \quad (1)$$

e a potência ativa de saída do estágio CC-CC ( $P_{out}$ )

$$P_{out} = V_{out} I_{out}. \quad (2)$$

Assim, a parcela de potência ativa processada pelo regulador série em razão da potência ativa na saída é

$$\frac{P_{Cout}}{P_{out}} = \frac{V_C I_{out}}{V_{out} I_{out}} = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}. \quad (3)$$

A potência ativa no regulador série ( $P_{Cout}$ ) é proporcional à diferença entre a tensão de entrada e de saída. Isso é apresentado na Figura 4 para um exemplo de regulador cuja a tensão de entrada varia de 154 V a 220 V e a tensão de saída é fixa em 220 V com potência de saída constante de 750 W, onde observa-se que  $P_{Cout}$  é 225 W para  $V_{in} = 154$  V e zero quando  $V_{in} = V_{out}$ .

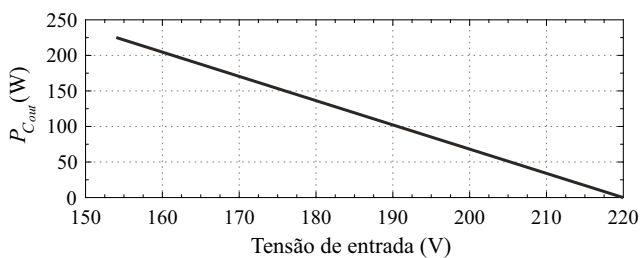


Fig. 4. Potência ativa no regulador série em função da tensão de entrada para uma tensão de saída fixa de 220 V.

O rendimento do regulador série ( $\eta_{regulador}$ ) é definido pela razão entre a potência ativa nos terminais de saída e de entrada do regulador, ou seja,

$$\eta_{regulador} = \frac{P_{Cout}}{P_{Cin}} \quad (4)$$

e o rendimento global ( $\eta_{global}$ ) é a razão entre a potência ativa na saída e entrada de todo estágio CC-CC. Como a potência ativa no regulador série é menor do que a potência de saída do estágio CC-CC, e todas as perdas ( $P_{in} - P_{out}$ ) se concentram no regulador, o rendimento global será maior do que o rendimento do regulador, e pode ser calculado por [1], [4], [7]:

$$\eta_{global} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{Cout}}{P_{out}} (1 - \eta_{regulador}). \quad (5)$$

Isso tem induzido alguns trabalhos à interpretação de que basta que a potência ativa no regulador série seja reduzida para que a eficiência global do sistema seja maior do que a de um conversor convencional [1],[4]. De fato, o rendimento da etapa CC-CC depende das perdas associadas, porém as perdas não dependem exclusivamente da potência ativa, mas também da potência não-ativa processada.

#### B. Potência Não-ativa Processada Pelos Elementos de Filtro

Em cada etapa de operação, a comutação dos semicondutores modifica a configuração do circuito e isso resulta na circulação de energia sem que essa energia seja necessariamente transferida da fonte para a carga (i.e. transformada em potência ativa). Em circuitos de corrente contínua (CC), onde a frequência fundamental da tensão é zero, este fluxo de energia é chamado de potência não-ativa, de acordo com a definição dada pela norma IEEE Std. 1459-2010 [13], a qual diferencia os termos adotados para se referir à potência reativa e à não-ativa. A potência não-ativa ( $N$ ) é o fluxo de energia que não resulta em potência ativa, em qualquer frequência, e sua unidade de medida é o volt-ampère reativo (VAR).

Quando o conversor opera em regime permanente, pelo balanço volt-segundo nos indutores e pelo balanço de carga nos capacitores, obtém-se:

$$E_{Lp} = \int_0^{T_S} v_L(t) i_L(t) dt = 0 \quad (6)$$

$$E_{Cp} = \int_0^{T_S} v_C(t) i_C(t) dt = 0 \quad (7)$$

onde  $E_{Lp}$  é a energia ativa no indutor,  $E_{Cp}$  é a energia ativa no capacitor e  $T_S$  é o período de comutação.

Isto significa que a potência ativa nos elementos acumuladores de energia (capacitores e indutores) é idealmente zero. Entretanto, a circulação de energia não-ativa nestes elementos provoca perdas, e por isso deve ser considerada na análise da energia processada pelo conversor. A quantidade de energia que é absorvida e liberada nestes elementos durante um período de comutação corresponde à variação da quantidade de energia no indutor ( $\Delta E_L$ ) e no capacitor ( $\Delta E_C$ ), calculados

respectivamente por:

$$\Delta E_L = \int_0^{dT_S} |v_L(t) i_L(t)| dt = \int_0^{dT_S} |v_L(t) i_L(t)| dt \quad (8)$$

$$\Delta E_C = \int_0^{dT_S} |v_C(t) i_C(t)| dt = \int_0^{dT_S} |v_C(t) i_C(t)| dt \quad (9)$$

onde  $d$  é a razão cíclica.

A energia não-ativa processada nos elementos acumuladores (filtros) do conversor ( $E_{Nint}$ ) durante um período de comutação, para  $n_L$  indutores e  $n_C$  capacitores é definida por:

$$E_{Nint} = \sum_{j=1}^{n_L} 2\Delta E_{Lj} + \sum_{k=1}^{n_C} 2\Delta E_{Ck} \quad (10)$$

e a potência não-ativa total processada internamente no conversor ( $N_{int}$ ) é

$$N_{int} = \frac{E_{Nint}}{T_S}. \quad (11)$$

### C. Potência Não-ativa na Entrada e Saída do Conversor

Além da potência não-ativa processada pelos filtros do conversor, é necessário considerar também o fluxo de potência não-ativa entre os terminais da fonte de entrada e o conversor ( $N_{in}$ ) e a potência não-ativa entre o conversor e a carga ( $N_{out}$ ), que podem ser calculadas por:

$$N_{in} = \sqrt{S_{in}^2 - P_{in}^2} \quad (12)$$

$$N_{out} = \sqrt{S_{out}^2 - P_{out}^2}. \quad (13)$$

### D. Potência Não-ativa Total

A potência não-ativa total do conversor é definida como a soma da potência não-ativa nos elementos e das potências não-ativas de entrada e saída, ou seja,

$$N_{total} = N_{in} + N_{int} + N_{out}. \quad (14)$$

## III. ANÁLISE DA POTÊNCIA NÃO-ATIVA PROCESSADA NOS CONVERSORES

Com o objetivo de demonstrar a metodologia desenvolvida para avaliação do desempenho dos conversores no que diz respeito à potência não-ativa processada, nesta seção são analisadas as topologias *flyback* PAPP e *forward* PAPP. As simulações numéricas, realizadas no software MATLAB®, utilizam os modelos matemáticos dos conversores e o procedimento de cálculo apresentado na seção anterior para um exemplo de projeto cujos parâmetros são apresentados na Tabela I, resultando nos valores de potência não-ativa processada no indutor ( $N_L$ ), no capacitor de saída ( $N_C$ ) e na entrada do conversor ( $N_{in}$ ), para uma varredura de toda a faixa de tensão de entrada. A análise considera uma carga resistiva fixa para toda a faixa, e assim, a potência não-ativa de saída ( $N_{out}$ ) nesta abordagem é zero.

**TABELA I**  
Parâmetros Utilizados nas Simulações dos Conversores

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada ( $V_{in}$ )	de 154 a 220 V
Tensão de saída ( $V_{out}$ )	220 V
Carga de saída $P_{out}@R_{load}$	750 W @ 64,53 $\Omega$
Freq. de Comutação ( $f_s$ )	70 kHz
Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta i_L$ )	10 %
Ondulação de tensão no capacitor ( $\Delta v_{Cout}$ )	1 %
Chave / diodo	ideais
Passo de simulação	1,74386 ns

### A. Flyback PAPP

A topologia *flyback* PAPP, cujo diagrama esquemático é apresentado na Figura 5, foi simulada para diferentes valores de projeto da relação de espiras ( $n$ ) entre o primário e o secundário do indutor acoplado. Para fins de modelagem, o indutor acoplado é considerado como sendo a indutância de magnetização referida ao primário ( $L$ ) e um transformador ideal com relação de espiras  $1:n$ .

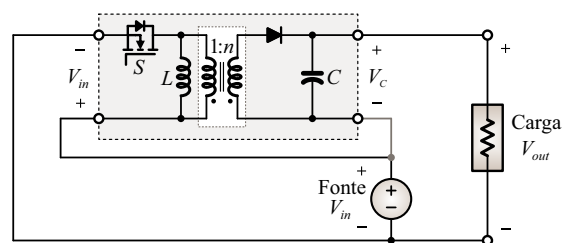


Fig. 5. Topologia *flyback* PAPP.

O emprego de valores menores de  $n$  permite ao conversor operar com maior razão cíclica para o mesmo ganho de tensão, o que neste caso permite uma redução do valor eficaz da corrente que circula pela chave, conforme ilustrado na Figura 6, o que provoca, em contrapartida, um aumento da tensão aplicada sobre a mesma. A redução no valor de  $n$  também causa uma redução de  $N_{in}$ , porém provoca um aumento em  $N_C$ , fazendo com a potência não-ativa total processada pelo conversor sofra pouca influência do valor de  $n$ . Isso pode ser observado no gráfico da Figura 7, que

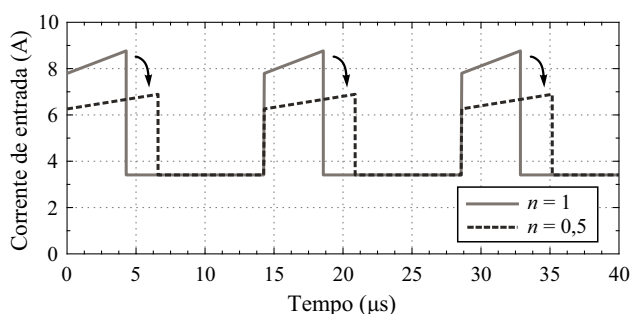


Fig. 6. Efeito do valor da relação de espiras no indutor acoplado na corrente de entrada do regulador *flyback* série.



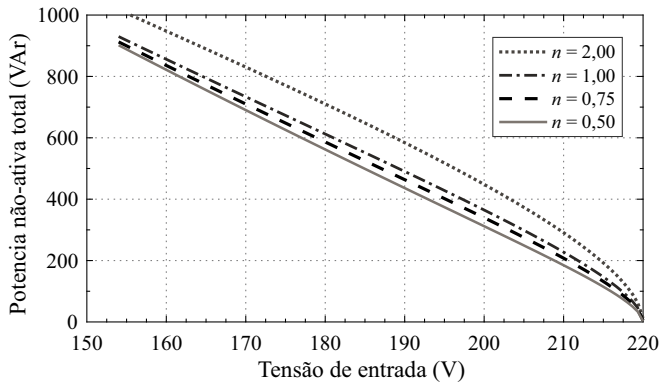


Fig. 7. Potência não-ativa total no conversor *flyback* PAPP em função da tensão de entrada para diferentes valores de relação de espiras.

apresenta resultados de simulação da potência não-ativa total, calculada por (14), em relação à variação da tensão de entrada para diferentes valores de  $n$ .

Para o caso em que  $N_{total}$  é menor ( $n = 0,5$ ), o comportamento de  $N_{total}$ ,  $N_L$ ,  $N_C$  e  $N_{in}$  é apresentado na Figura 8, onde se observa que a maior parcela de  $N_{total}$  é processada na entrada e no indutor acoplado, e uma pequena parcela é processada no capacitor.

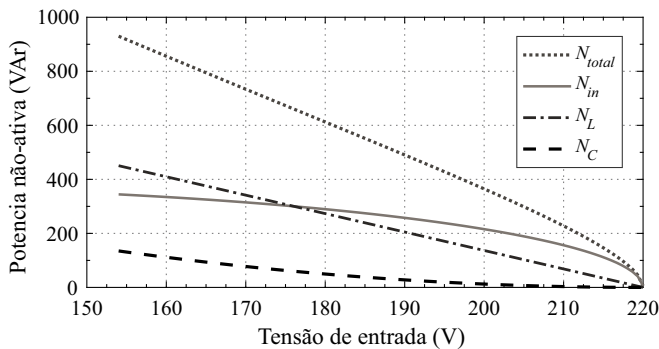


Fig. 8. Potência não-ativa nos elementos do conversor *flyback* PAPP com  $n = 0,5$  em função da tensão de entrada.

### B. Forward PAPP

No caso da topologia *forward* PAPP, apresentada na Figura 9, além do indutor de filtro na saída, há um transformador cuja função é transferir energia do lado primário para o secundário sem armazená-la, e cujo valor da relação de espiras ( $n$ ) pode ser otimizado para se obter um melhor desempenho. A potência não-ativa total processada pelo conversor *forward* PAPP para diferentes valores de  $n$  é apresentada na Figura 10.

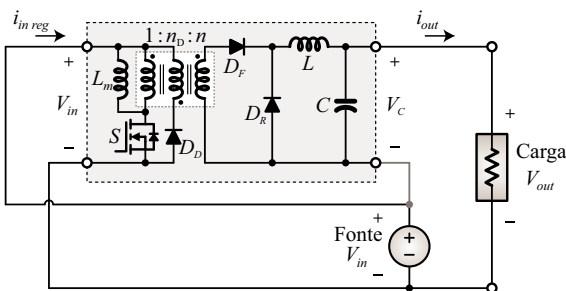


Fig. 9. Topologia *forward* PAPP.

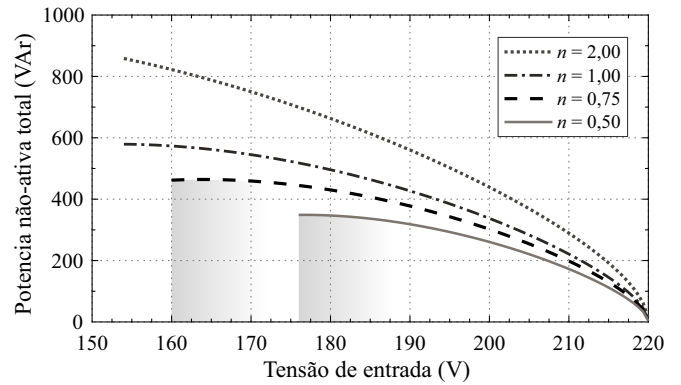


Fig. 10. Potência não-ativa total no conversor *forward* PAPP para diferentes valores de  $n$ .

De forma diferente ao que acontece na topologia *flyback* PAPP, o uso de valores menores de  $n$  permite uma significativa redução na potência não-ativa processada no conversor *forward* PAPP, conforme pode ser observado na Figura 10. Isso significa que quanto menor o valor de  $n$ , melhor será o desempenho do conversor. Contudo, o valor mínimo de  $n$  deve ser limitado em função do ganho de tensão desejado e da razão cíclica máxima que permita a desmagnetização completa do transformador.

Sendo o ganho estático do conversor *forward* calculado por:

$$\frac{V_C}{V_{in}} = n d \quad (15)$$

e considerando a necessidade de desmagnetização completa do transformador durante a etapa de bloqueio da chave ( $T_{off}$ ), ou seja,  $T_{on} \leq n_D T_{off}$ , onde  $T_{on}$  é o período de tempo em que a chave conduz e  $n_D$  é a relação de espiras do enrolamento de desmagnetização em relação ao enrolamento primário, tem-se a razão cíclica máxima do conversor *forward* ( $d_{max}$ ), sendo

$$d_{max} = \frac{n_D}{1 + n_D} \quad (16)$$

Substituindo (15) em (16), obtém-se o valor mínimo da relação de espiras do transformador ( $n_{min}$ ) em função de  $V_C$ ,  $V_{in}$  e  $n_D$ , expressa por

$$n_{min} = \frac{V_C(1 + n_D)}{V_{in} n_D} \quad (17)$$

No exemplo de projeto apresentado, considerando  $n_D = 1$ , o valor mínimo de  $n$  é 0,857, e por este motivo, verifica-se na Figura 10 que o emprego de valores de  $n = 0,75$  e  $n = 0,5$  não permitem ao conversor rastrear a tensão de entrada em toda faixa de operação desejada. Desta forma, para assegurar a operação do conversor em toda faixa de tensão de entrada, utiliza-se  $n = 1$  para o regulador *forward* PAPP.

A análise da potência não-ativa no conversor *forward* PAPP também deve considerar o fato de que um transformador real possui uma indutância de magnetização finita, e isso provoca a circulação indesejada de uma corrente de magnetização ( $i_{Lm}$ ), cujo valor normalmente é de 10 a 20 % da corrente do primário [14]. A circulação da corrente de magnetização resulta em uma transferência de energia não-ativa para o transformador durante a condução da chave, e que é devolvida para a fonte

pele enrolamento de desmagnetização ( $n_D$ ) durante a etapa de roda-livre do secundário. A Figura 11 apresenta a corrente na entrada do regulador *forward* com destaque para a parcela resultante da magnetização do transformador, a qual contribui para o aumento do valor de  $N_{in}$ .

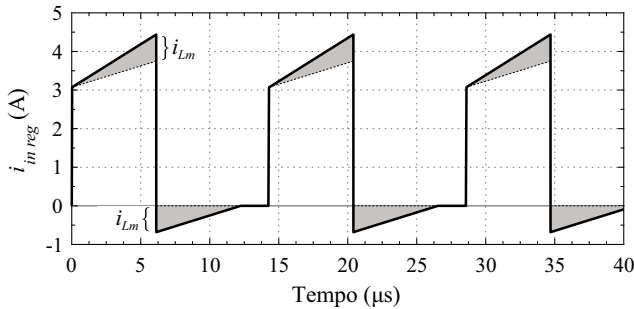


Fig. 11. Corrente de entrada no regulador *forward* PAPP com destaque para a parcela resultante da magnetização do tranformador.

A Figura 12 apresenta  $N_{total}$ ,  $N_{in}$ ,  $N_L$  e  $N_C$  para o conversor *forward* PAPP com  $n = 1$ , onde se destaca a faixa de  $N_{in}$  e  $N_{total}$  para o valor estimado da corrente de magnetização do transformador. Observa-se que mesmo com a variação da corrente magnetizante dentro da faixa entre 10 e 20 %, o processamento de energia não-ativa no *forward* PAPP é consideravelmente menor quando comparado ao conversor *flyback* PAPP para as mesmas condições.

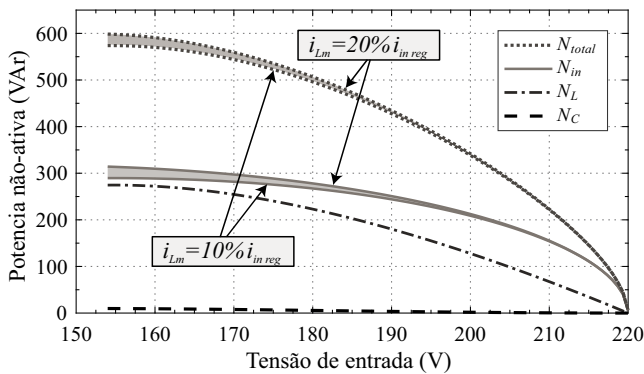


Fig. 12. Potência não-ativa no conversor *forward* PAPP com  $n = 1$  em função da tensão de entrada.

### C. Verificação do Processamento Parcial de Energia

A potência não-ativa total processada pelos conversores sob análise, em comparação à célula de comutação básica [11] para toda faixa projetada de tensão de entrada é apresentada na Figura 13, todos operando com a mesma potência ativa na carga e as mesmas especificações de projeto. Observa-se que a potência não-ativa processada pelo conversor *forward* PAPP é menor em relação às outras topologias em uma faixa de tensão de entrada menor do que 190 V.

Para que uma determinada topologia PAPP possa ser considerada uma topologia que realiza o PPP, para a mesma potência ativa de saída, ela deve processar menos potência não-ativa do que a célula de comutação básica. A diferença percentual de  $N_{total}$  entre o valor referência e os conversores *flyback* PAPP e *forward* PAPP é apresentada na Figura 14, onde a faixa de  $\pm 10\%$  em destaque representa uma região

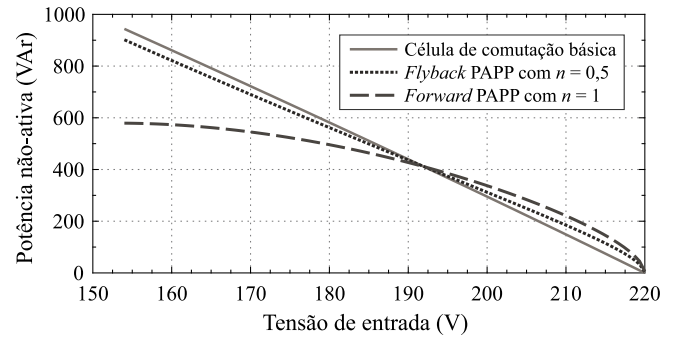


Fig. 13. Comparação da potência não-ativa total nos conversores *flyback* PAPP e *forward* PAPP em relação ao conversor de referência.

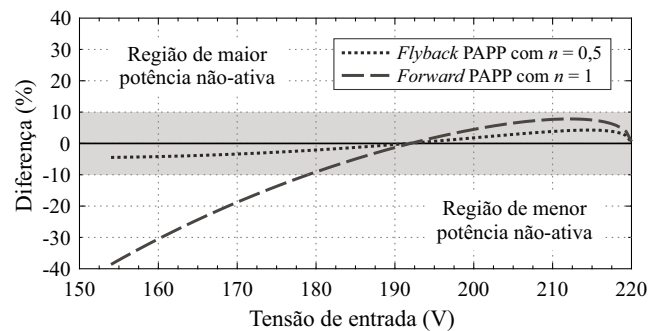


Fig. 14. Diferença da potência não-ativa processada pelos conversores PAPP em relação ao conversor de referência.

onde o processamento de energia pode ser considerado semelhante. Acima desta faixa, a energia processada pelo conversor analisado é maior do que no conversor de referência, e abaixo dela significa que o conversor processa menos energia do que o conversor de referência, ou seja, realiza o PPP.

Observa-se que a diferença percentual do conversor *flyback* PAPP em relação à referência fica dentro da região dos  $\pm 10\%$  para toda a faixa de operação. Isso significa que mesmo utilizando uma pequena relação de espiras no indutor, a topologia *flyback* PAPP tem um processamento de energia similar ao de um conversor convencional não isolado, e por isso, não pode ser considerada uma topologia com PPP.

No caso da topologia *forward* PAPP com  $n = 1$ , observa-se que para uma tensão de entrada menor de 178 V, o processamento de energia é consideravelmente menor do que no conversor de referência. Isso significa que nesta faixa de tensão o conversor realiza o PPP, ou seja, pode-se afirmar que a topologia *forward* PAPP é uma topologia que permite o PPP. Além disso, de forma diferente ao que acontece na topologia *flyback* PAPP, a redução de  $n$  permite reduzir a energia não-ativa processada, o que significa que o valor de  $n$  pode ser otimizado para cada aplicação em função da faixa de ganho de tensão desejada.

### IV. MODELOS ANALÍTICOS DA POTÊNCIA NÃO-ATIVA

Para simplificar a análise do processamento de energia nas topologias estudadas neste trabalho sem a necessidade de realizar simulações numéricas, as equações apresentadas na seção II foram resolvidas também de forma analítica por meio de aproximações que desprezam pequenas ondulações, resultando nas equações apresentadas na Tabela II.

**TABELA II**  
Equações Analíticas da Potência Não-ativa Processada nos Elementos dos Conversores

<i>Flyback</i> PAPP	<i>Forward</i> PAPP
$N_L = 2P_{in} \frac{nd(1-d)}{nd+1}$	$N_L = 2P_{in} \frac{nd(1-d)}{nd+1}$
$N_C = 2P_{in} \frac{nd^2}{nd-d+1}$	$N_C \cong 0$
$N_{in} = 2P_{in} \frac{nd}{\frac{nd}{(1-d)}+1}$	$N_{in} = 2P_{in} \frac{nd(1-d)}{nd+1}$
$N_{out} = 0$	$N_{out} = 0$
$N_{total} = 4P_{in} \frac{nd}{nd-d+1}$	$N_{total} = 4P_{in} \frac{nd(1-d)}{nd+1}$

Essas equações permitem estimar a potência não-ativa processada pelo conversor em função de  $n$ ,  $P_{in}$  e da razão cíclica ( $d$ ), independente do tamanho dos filtros utilizados. Entretanto, devido às simplificações realizadas, estas equações são válidas apenas quando são utilizados pequenos valores de ondulação de corrente no indutor ( $\Delta i_L$ ) e tensão no capacitor ( $\Delta v_C$ ).

A Figura 15 apresenta os valores de potência não-ativa total, em função da potência ativa processada no regulador série, obtidos utilizando os modelos analíticos comparados aos valores simulados para conversores projetados com  $\Delta i_L = 10\%$  e  $\Delta v_C = 1\%$ . Entretanto, o uso de valores maiores de ondulações nestes elementos causam um aumento no erro percentual na potência não-ativa total obtida por meio do modelo analítico em relação às simulações numéricas, conforme apresentado na Figura 16 para diferentes valores de projeto de  $\Delta i_L$  e  $\Delta v_C$  nas duas topologias analisadas. Observa-se que o erro é menor para valores menores de  $\Delta i_L$  e  $\Delta v_C$ , e quando a potência ativa tende a zero, ou seja,  $V_{in}$  tende ao valor de  $V_{out}$ , o erro percentual tende a 100%. Na topologia *flyback* PAPP o erro do modelo é considerado pequeno (menor do que 10%) quando  $P_{C_{out}} > 75$  W, enquanto que na topologia *forward* PAPP o erro é pequeno somente para a faixa onde  $P_{C_{out}} > 150$  W.

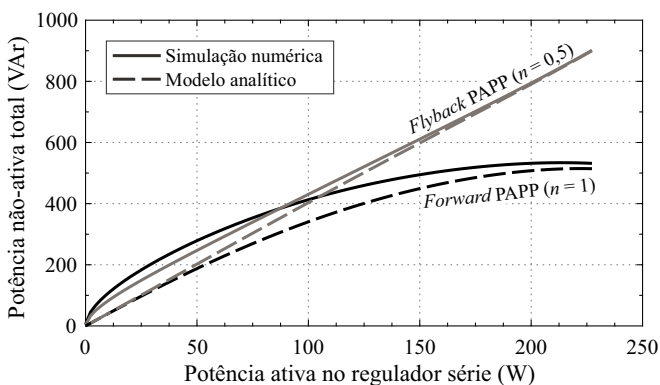


Fig. 15. Potência não-ativa nos conversores calculada pelo modelo analítico em relação à simulação numérica.

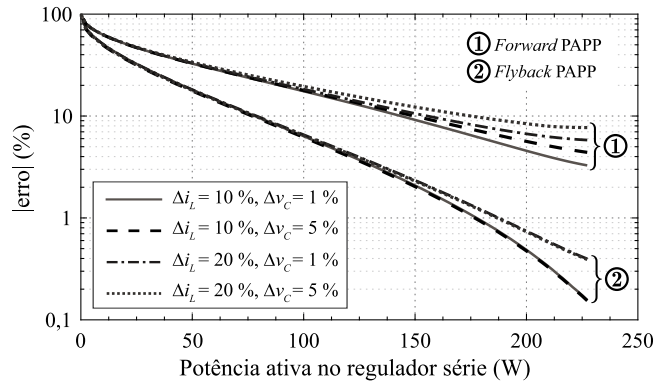


Fig. 16. Erro percentual do modelo analítico em relação à simulação numérica.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a análise teórica desenvolvida, um protótipo com topologia *flyback* PAPP com  $n = 0,5$  e um protótipo com topologia *forward* PAPP com  $n = 1$ , foram implementados e submetidos à ensaios. Os parâmetros utilizados nos protótipos são os mesmos das simulações, apresentados na Tabela I, e os semicondutores utilizados foram o MOSFET IRFP460 e o diodo SiC SDT12S60.

Os valores experimentais da potência não-ativa processada pelos conversores são obtidos a partir das formas de onda de tensão e corrente na entrada e saída do conversor, assim como nos elementos de armazenamento (indutores e capacitores). Para o caso do conversor *forward* PAPP operando com  $V_{in} = 154$  V, a Figura 17 apresenta as formas na entrada e na saída, e a Figura 18 apresenta as formas de onda no indutor e no capacitor. Nestas figuras estão destacadas as oscilações provocadas pela ressonância de elementos parasitas do conversor durante a comutação, as quais também resultam em circulação de potência não-ativa, porém não são consideradas pelos modelos utilizados, o que justifica um pequeno erro entre os valores simulados em relação aos valores obtidos experimentalmente.

O resultado da potência não-ativa processada para vários pontos de tensão de entrada é apresentado na Figura 19 no

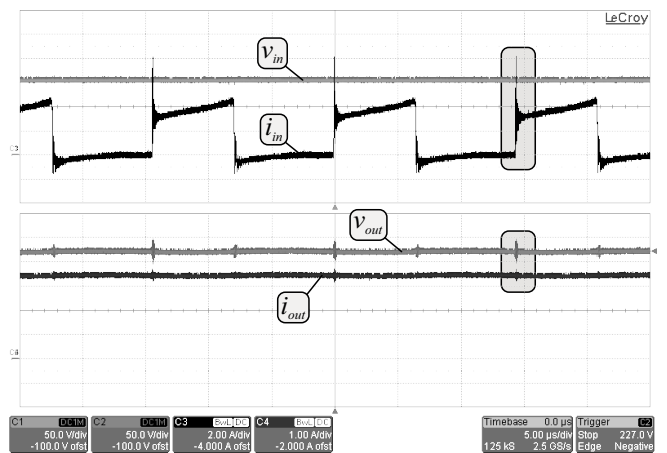


Fig. 17. Formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída do conversor *forward* PAPP: tensão de entrada (C1 50 V/div), corrente de entrada (C3 2 A/div), tensão de saída (C2 50 V/div), corrente de saída (C4 1 A/div). Escala horizontal: 5 µs/div.

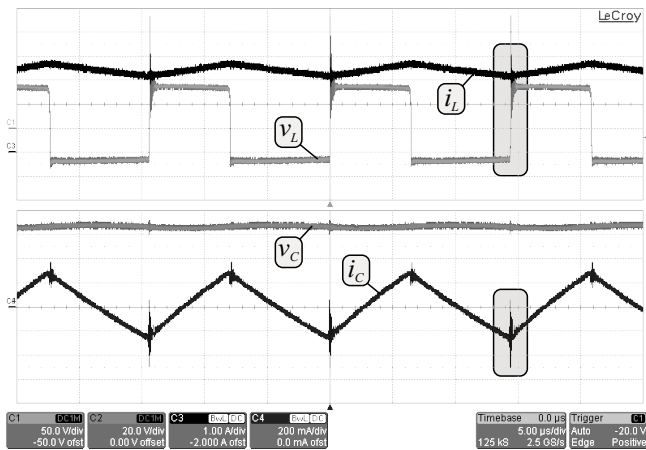


Fig. 18. Formas de onda no conversor *forward* PAPP: tensão no indutor (C1 50 V/div), corrente no indutor (C3 1 A/div), tensão no capacitor (C2 20 V/div), corrente no capacitor (C4 200 mA/div). Escala horizontal: 5  $\mu$ s/div.

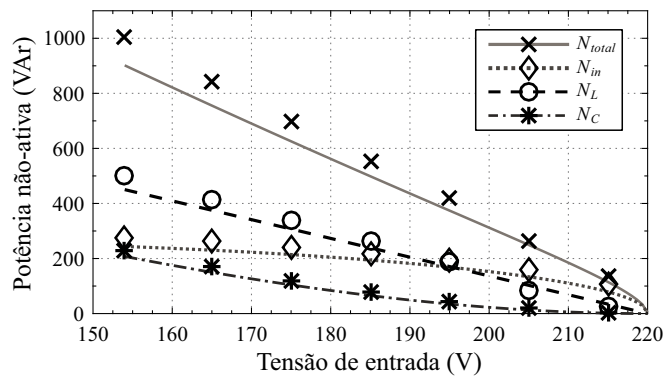


Fig. 19. Resultado experimental da potência não-ativa no conversor *flyback* PAPP com  $n = 0,5$ .

conversor *flyback* PAPP, e na Figura 20 para o conversor *forward* PAPP, onde as linhas correspondem aos valores simulados e os marcadores correspondem aos dados obtidos experimentalmente. Observa-se que os valores obtidos experimentalmente condizem com os valores da simulação numérica, validando a análise proposta.

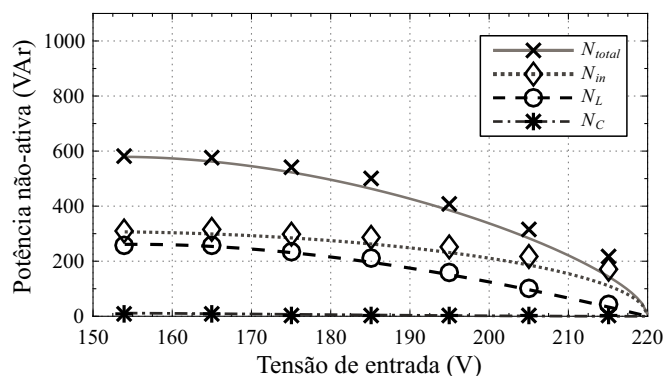


Fig. 20. Resultado experimental da potência não-ativa no conversor *forward* PAPP com  $n = 1$ .

A Figura 21 apresenta os valores de rendimento obtidos nos terminais de entrada e saída dos reguladores série com potência nominal para toda faixa de tensão de entrada. O rendimento global (medido entre a entrada e a saída do

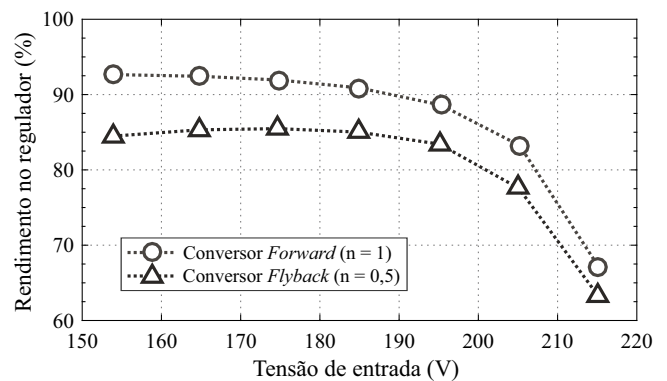


Fig. 21. Rendimento medido nos terminais dos conversores construídos para toda faixa de tensão de entrada.

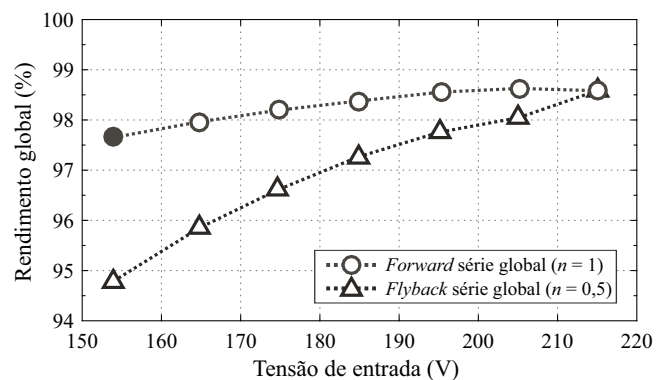


Fig. 22. Rendimento global dos dois sistemas para toda faixa de tensão de entrada.

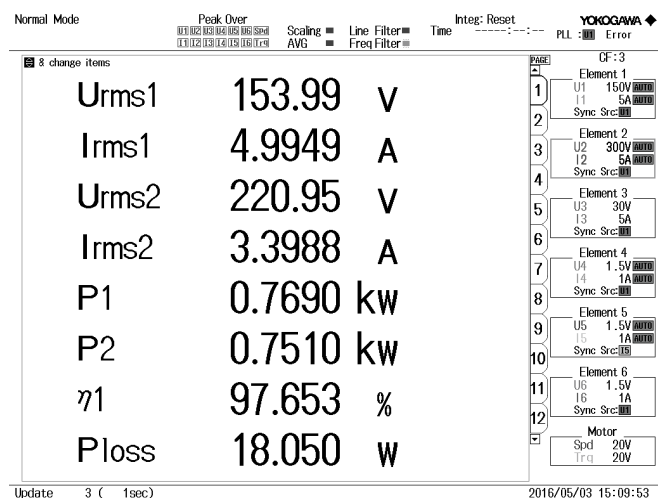


Fig. 23. Valores de tensão, corrente, potência ativa e rendimento global no conversor *forward* PAPP para o ponto em destaque da Figura 22.



sistema) para toda faixa de tensão de entrada nos dois conversores é apresentado na Figura 22. No ponto de maior ganho de tensão ( $V_{in} = 154$  V) o rendimento global foi 94,8 % no conversor *flyback* PAPP e 97,7 % no *forward* PAPP, enquanto que com  $V_{in} = 215$  V, o rendimento global foi 98,6 % nos dois conversores. A Figura 23 apresenta os valores de tensão, corrente, potência ativa e rendimento global no conversor *forward* PAPP que foram medidos utilizando o equipamento *Yokogawa* WT1800 para o ponto em destaque da Figura 22.

## VI. CONCLUSÕES

Este trabalho discute o processamento parcial de energia em conversores CC-CC chaveados e analisa os conversores *flyback* e *forward* na configuração série (PAPP). Demonstra-se que embora ambos sejam baseados em topologias isoladas na configuração PAPP, a topologia *flyback* PAPP não pode ser considerada PPP, pois seu processamento de energia é similar ao de um conversor básico não isolado, mesmo utilizando diferentes valores de relação de espiras no indutor acoplado. No caso da topologia *forward* PAPP, a análise revela que para uma faixa de tensão de entrada o conversor realiza o PPP, e que o uso adequado do valor de relação de espiras pode permitir a redução do processamento de energia.

O artigo também apresenta um modelo analítico simplificado para estimar a potência não-ativa nestas topologias, o qual apresenta resultados admissíveis em algumas faixas de tensão.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Ensino Superior – CAPES e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – CNPq (processos 309214/2013-0 e 462247/2014-7) pelo apoio financeiro.

## REFERÊNCIAS

- [1] M. Kasper, D. Bortis, J. Kolar, “Classification and Comparative Evaluation of PV Panel-Integrated DC-DC Converter Concepts”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, May 2014.
- [2] P. Shenoy, K. Kim, B. Johnson, P. Krein, “Differential Power Processing for Increased Energy Production and Reliability of Photovoltaic Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2968–2979, June 2013.
- [3] C. H. G. D. Santos, P. F. Donoso-garcia, S. I. S. Júnior, A. P. D. Magalhães, “Cascaded Cell String Current Diverter For Improvement Of Photovoltaic Solar Array Under Partial Shading Problems”, *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 3, pp. 272–282, 2015.
- [4] H. Zhou, J. Zhao, Y. Han, “PV Balancers: Concept, Architectures, and Realization”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3479–3487, July 2015.
- [5] M. Agamy, M. Harfman-Todorovic, A. Elasser, S. Chi, R. Steigerwald, J. Sabate, A. McCann, L. Zhang, F. Mueller, “An Efficient Partial Power Processing

DC/DC Converter for Distributed PV Architectures”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 674–686, Feb 2014.

- [6] S. Hietpas, M. Naden, “Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 33–38, Jan 2000.
- [7] B.-D. Min, J.-P. Lee, J.-H. Kim, T.-J. Kim, D.-W. Yoo, E.-H. Song, “A New Topology With High Efficiency Throughout All Load Range for Photovoltaic PCS”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4427–4435, Nov 2009.
- [8] T. Suntio, A. Kuperman, “Comments on “An Efficient Partial Power Processing DC/DC Converter for Distributed PV Architectures””, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2372–2372, April 2015.
- [9] J. Zhao, K. Yeates, Y. Han, “Analysis of high efficiency DC/DC converter processing partial input/output power”, in *IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8, June 2013.
- [10] J. R. R. Zientarski, J. R. Pinheiro, M. L. d. S. Martins, H. L. Hey, “Understanding the partial power processing concept: A case-study of buck-boost dc/dc series regulator”, in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, Nov 2015.
- [11] H. Irie, “Resonant Switches in Common Equivalent Circuit of DC/DC Converters”, *Proceedings of the IEEE IPEC*, pp. 362–368, 1991.
- [12] E. E. Landsman, “A unifying derivation of switching DC-DC converter topologies”, in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 239–243, June 1979.
- [13] *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*, IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000), 2010.
- [14] F. Cathell, *A Simple 12 Vout, 22 W, Off-line Forward Converter Using ON Semiconductor's NCP1027/1028 Monolithic Switcher*, ON Semiconductor, Denver, USA, 2011.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Jonatan Rafael Rakoski Zientarski**, possui graduação em engenharia elétrica pela Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul – UNIJUÍ (2007) e mestrado pela Universidade Federal de Santa Maria – UFSM (2009). Desde 2010 é professor no Instituto Federal Catarinense em Videira-SC e atualmente desenvolve seu doutorado em Engenharia Elétrica junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle na UFSM. Msc. Zientarski é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP e da *Industry Applications Society* – IAS/IEEE. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, otimização de conversores estáticos e sistemas de geração solar fotovoltaica.

**Mário Lúcio da Silva Martins**, nascido em 1976, em Palmeira das Missões, RS, Brasil. Recebeu os títulos de Engenheiro, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, Santa Maria, Brasil, em 1999, 2002 e 2008, respectivamente. De 2006 até 2012, atuou como professor na Universidade Tecnológica Federal de Paraná, Pato Branco, Brasil. Desde 2012, faz parte do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse são UPS, SMPS, inversores PV, carregadores de bateria de alto desempenho, reguladores chaveados em CI, e energias renováveis. É membro da SOBRAEP e algumas sociedades da IEEE.

**José Renes Pinheiro**, recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria – UFSM em 1981, e de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, em 1984 e 1994, respectivamente. Deste 1985 é professor na UFSM, onde em 1987 fundou o Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Entre 2001 e 2002 realizou estágio pós-doutoral

junto ao Instituto Politécnico e Universidade Estadual da Virgínia – *Virginia Tech*. Dr. Pinheiro é autor de mais de duzentos artigos técnicos em conferências e periódicos científicos. Seus interesses incluem conversores eletrônicos de alta frequência e alta potência, conversores multiníveis, modelagem e controle de conversores.

**Hélio Leães Hey**, nascido em Santa Maria, RS, Brasil, em 1961. Recebeu o título de Engenheiro da Universidade Católica de Pelotas em 1985, e de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Santa Catarina, Brasil, em 1987 e 1991, respectivamente. De 1989 a 1993 esteve com a Universidade Federal de Uberlândia. Desde 1994, ele está com a Universidade Federal de Santa Maria, onde é Professor Titular. De 1995 a 1999, foi Editor da Revista Eletrônica de Potência. De 2005 a 2006 fez estágio Pós-doutoral na Universidade de Oviedo, Espanha. Entre 2006 e 2013 foi Pró-Reitor de Pós-Graduação e Pesquisa da Universidade Federal de Santa Maria. Seus interesses incluem: eletrônica de potência e sistemas de geração de energia fotovoltaica.