

RETIFICADOR BOOST BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS PARA APLICAÇÕES EM NOBREAKS

Raphael A. da Câmara, Cícero M. T. Cruz, René P. Torrico-Bascopé

Grupo de Processamento de Energia e Controle – GPEC, Dpto. de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará
Campus do Pici - CEP 60455-760, C. P.: 6001, Fortaleza - CE

Brasil

e-mail: raphael@dee.ufc.br

Resumo – Este artigo apresenta uma nova topologia de conversor boost baseado na célula de comutação de três estados para aplicações em *nobreaks*. As principais características deste conversor são: reduzidas perdas de condução nos interruptores controlados, elementos magnéticos com volume e peso reduzidos, reduzida ondulação da corrente de alta frequência, estratégia de controle simplificada, conexão entre a fonte de alimentação e a saída do conversor possibilitando o uso do *bypass*, e duas opções de tensão de entrada. São apresentadas a análise teórica e os resultados experimentais de um protótipo de 3kW.

Palavras-Chave – boost, célula de comutação de três estados, no-break.

BOOST RECTIFIER BASED ON THREE-STATE SWITCHING CELL FOR UPS APPLICATIONS

Abstract – This paper presents a novel boost topology based on three-state switching cells for Uninterruptible Power Supplies (UPS) applications. The main features of this converter are: reduced conduction losses on the controlled switches, magnetic components with reduced weight and volume, reduced high-frequency current ripple, simple control strategy, connection between input power supply and converter output enabling the use of *bypass*, and two options of input voltage. A theoretical analysis and experimental results from a 3kW lab model are presented.

Keywords – boost, three-state switching cell, UPS.

NOMENCLATURA

α	Relação entre a tensão de saída e a tensão de pico de entrada
$I, \Delta I$	Corrente, variação da corrente
$V, \Delta V$	Tensão, variação da tensão.
G	Ganho estático.
η	Rendimento.
C, L	Capacitância, indutância.
D, S	Diodo, interruptor.
I_M, I_m	Corrente máxima e mínima no indutor.

Artigo submetido em 06/04/2010. Aceito para publicação em 05/11/2010 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

P	Potência.
D	Razão cíclica.
N	Número de espiras.
V_c, V_{pk}	Tensão de controle, tensão de pico da onda dente de serra.
f_s, f_r	Frequência de comutação, frequência da rede.

I. INTRODUÇÃO

Um equipamento que se destaca dentro da eletrônica de potência por sua capacidade de fornecer energia elétrica de forma adequada, com qualidade e, de forma ininterrupta é a fonte ininterrupta de energia, tradução do nome em inglês *Uninterruptible Power Supply* (UPS), e conhecida no Brasil como *nobreak*. Seu uso é recomendado para cargas críticas como: sistemas industriais, de informática e telecomunicações, equipamentos hospitalares, dentre outros, mesmo com os distúrbios e interrupções da tensão de fornecimento da concessionária de energia elétrica. Por serem ideais para estes tipos de cargas, a demanda por sistemas *nobreak* tanto no Brasil como no mundo é grande. Com essa demanda se desenvolveu uma forte e grande indústria para este tipo de equipamento.

Os *nobreaks* podem ser classificados em três tipos: *on-line*, interativo e *stand-by* [1, 2]. Dentre essas opções de *nobreaks*, o *nobreak on-line* é amplamente reconhecido como uma topologia superior em performance, condicionamento de energia e proteção à carga por processar energia com qualidade durante todo seu funcionamento [3]. Geralmente, um *nobreak on-line* com características de correção do fator de potência (CFP) possui um retificador (conversão CA-CC), um estágio pré-regulador, banco de baterias, inversor (conversão CC-CA) e *bypass*. Sua configuração básica é apresentada na Figura 1.

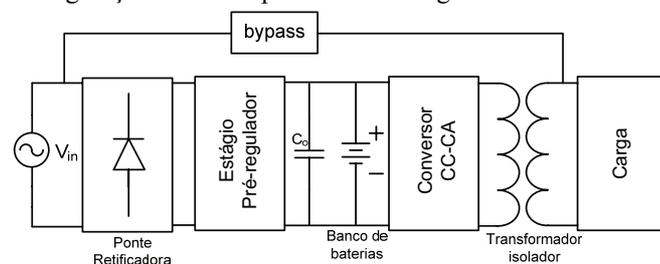


Fig. 1. Configuração básica de um *nobreak on-line* com CFP.

Observa-se na Figura 1 que esta configuração de *nobreak* requer um transformador isolador de baixa frequência, o que acarreta em um aumento de peso e volume. Algumas topologias na literatura usam transformadores em alta

freqüência como solução para este problema [4-6]. Assim, o transformador em alta freqüência reduz o peso e volume do sistema. No entanto, há um aumento no número de interruptores ativos e estágios de potência, comprometendo a eficiência e robustez do sistema.

Concentrando os estudos no estágio pré-regulador de um *nobreak*, um conversor comumente utilizado é o conversor boost clássico por possuir topologia simples e de fácil implementação. Mas, com o objetivo de se processar maiores potências e de se ter um *nobreak* não-isolado, o conversor boost clássico traz como desvantagem uma baixa eficiência em função das elevadas perdas de condução provocadas pela circulação simultânea de corrente em três semicondutores em todas as etapas de operação do conversor, um elevado peso e volume dos elementos reativos e a necessidade de um transformador para a realização do *bypass*.

Desta forma, várias topologias de pré-reguladores com CFP foram revisadas na literatura [7 – 19]. Para aplicações em *nobreaks* não-isolados as topologias mais interessantes são analisadas em [7-9], [15] e [19] por serem conversores dobrador de tensão e/ou possuir conexão entre a tensão de alimentação e a saída do conversor, facilitando o uso do *bypass*.

Nesse contexto, o artigo apresenta uma topologia de boost baseada na célula de comutação de três estados (CCTE) [18] para aplicação em *nobreaks* que possuam tensão de entrada e saída bivolt. Essa topologia tem como principais características: reduzidas perdas de condução, reduzido peso e volume dos elementos reativos, estratégia de controle simples e conexão entre a fonte de alimentação e a saída do conversor facilitando o uso do *bypass* sem a necessidade de um transformador isolador em baixa freqüência. A tensão de entrada e saída são do tipo ajustável, pois, nem todos os equipamentos que serão conectados aos *nobreaks* não-isolados possuem as mesmas tensões de alimentação a qual serão utilizados. São apresentados: a análise teórica e os resultados experimentais de um protótipo de 3kW para a validação do conversor. Parte deste trabalho já foi previamente publicado em [20,21].

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

A. Descrição do Circuito

A topologia do conversor proposto é apresentada na Figura 2(a) e, um exemplo de sua aplicação em *nobreak* é apresentado na Figura 2(b) onde a carga do inversor possui duas opções de tensão: 110 ou 220V. Ele é composto por uma ponte retificadora DR, dois indutores L1 e L2, dois autotransformadores com enrolamentos T1-T2 e T3-T4, dois interruptores controlados S1 e S2, quatro diodos de transferência D1 - D4 e dois capacitores de filtro C1 e C2. O conversor opera apenas no modo de condução contínua.

Os modos de operação do conversor são definidos pela comparação da tensão retificada de entrada e a tensão total de saída em função da razão cíclica dos interruptores controlados. Assim, quando a tensão de entrada é menor que a metade da tensão total de saída, o conversor opera com razão cíclica maior que 50% (modo de sobreposição) e, quando a tensão de entrada é maior que a metade da tensão

total de saída, o conversor opera com razão cíclica menor que 50% (modo de não sobreposição). Estes modos de operação são apresentados na Figura 3. Com este princípio de funcionamento garante-se que o conversor emule uma carga resistiva pura.

B. Análise de Operação do Conversor

As etapas de operação no modo de não sobreposição da razão cíclica são apresentadas na Figura 4 e, as principais formas de onda são apresentadas na Figura 5, onde I_M é a corrente máxima e I_m é a corrente mínima nos indutores. Considera-se que a relação de transformação dos autotransformadores é unitária. Durante os intervalos de tempo $(t_0 - t_1)$ e $(t_2 - t_3)$ ocorre o armazenamento de energia nos indutores e suas correntes crescem linearmente. Metade da corrente percorre o diodo D2 no intervalo $(t_0 - t_1)$ ou D1 no intervalo $(t_2 - t_3)$ e a outra metade da corrente percorre o interruptor S1 no intervalo $(t_0 - t_1)$ ou S2 no intervalo $(t_2 - t_3)$. Assim, os esforços de corrente dos interruptores são reduzidos. A transferência da energia armazenada nos indutores para a carga ocorre nos intervalos de tempo $(t_1 - t_2)$ e $(t_3 - T)$.

As etapas de operação no modo de sobreposição da razão cíclica são apresentadas na Figura 6 e, as principais formas de onda são apresentadas na Figura 7. Durante os intervalos de tempo $(t_0 - t_1)$ e $(t_2 - t_3)$ ocorre o armazenamento de energia nos indutores, suas correntes crescem linearmente e não há transferência de energia da fonte para a carga, sendo o barramento CC o responsável pelo fornecimento de energia para a carga. A transferência da energia armazenada nos indutores para a carga ocorre nos intervalos de tempo $(t_1 - t_2)$ e $(t_3 - T)$.

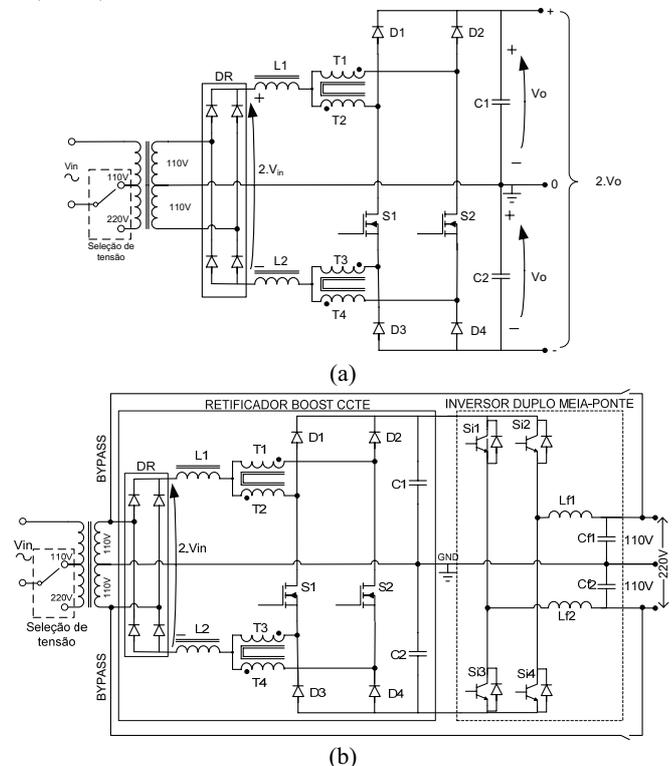


Fig. 2. (a) Topologia do conversor proposto; (b) Aplicação do conversor em um *nobreak*.

A operação do conversor no semiciclo negativo da tensão de entrada para ambos os modos são análogas ao semiciclo positivo. Observa-se também que, para ambos os modos de operação do conversor, a frequência da corrente no indutor é o dobro da frequência de comutação dos interruptores, possibilitando a redução do tamanho e volume dos elementos reativos.

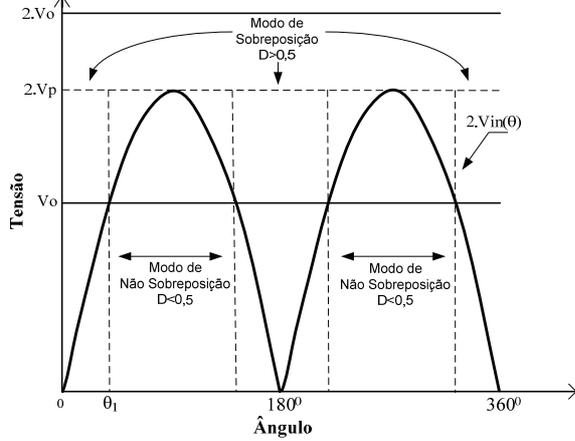


Fig. 3. Modos de operação durante um ciclo da rede.

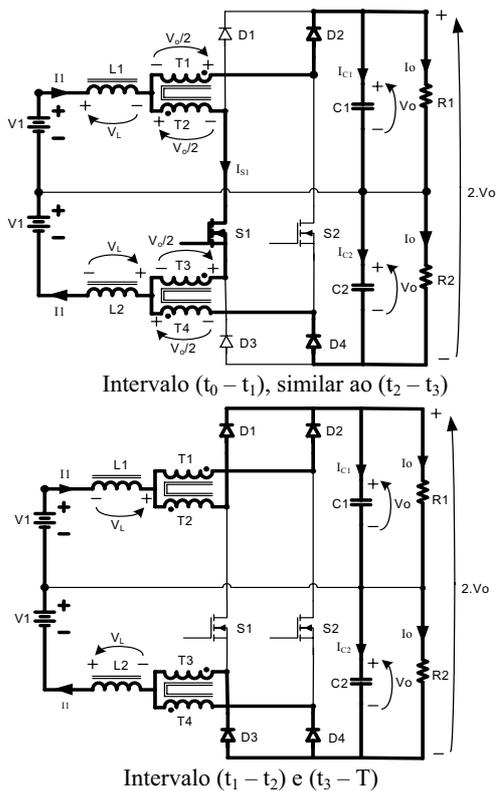


Fig. 4. Etapas de operação para o modo de não sobreposição.

C. Estratégia de controle

A estratégia de controle do conversor é feita através de controle analógico utilizando a técnica convencional de controle no modo corrente média e modulação por largura de pulso (PWM). O esquema de operação do controle é apresentado na Figura 8.

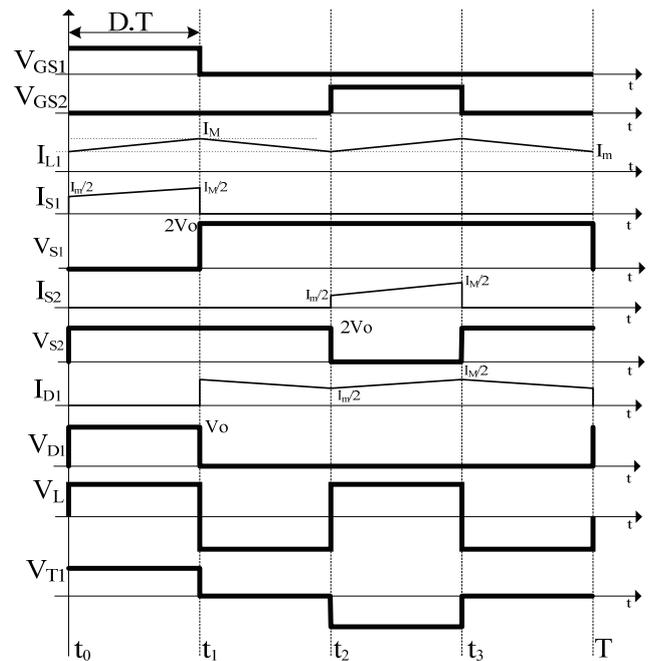


Fig. 5. Principais formas de onda para o modo de não sobreposição.

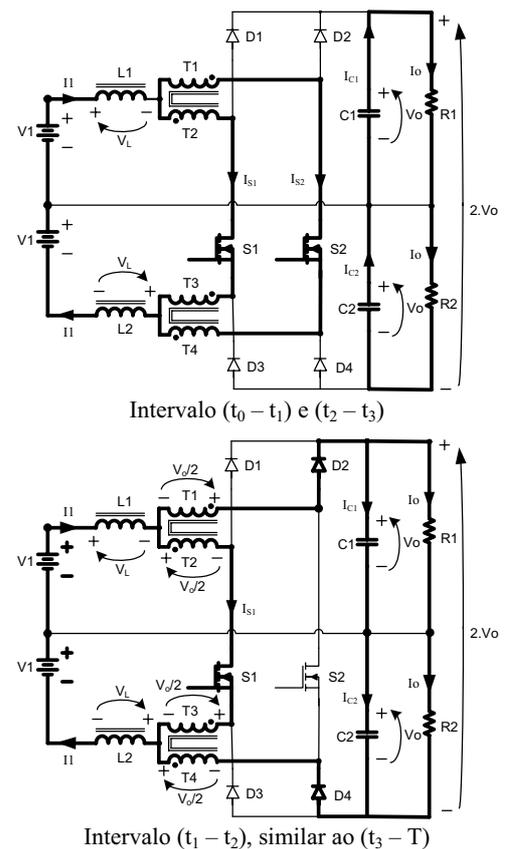


Fig. 6. Etapas de operação para o modo de sobreposição.

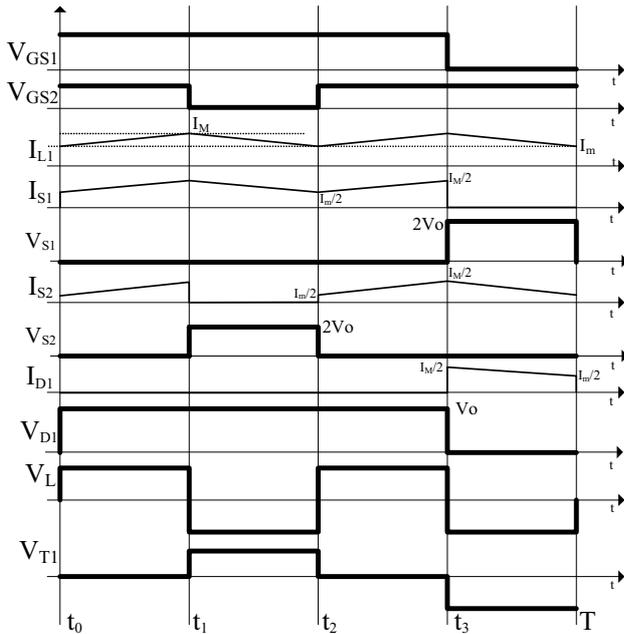


Fig. 7. Principais formas de onda para o modo de sobreposição.

Para sua implementação, foi utilizado o circuito integrado UC3854BN, bastante conhecido na literatura [22]. Entretanto, como o CI possui apenas uma saída de sinal de gatilho para acionamento de interruptor, uma modulação externa ao CI se faz necessária. Para isso, utiliza-se de dois sinais dente-de-serra externos defasados de 180° entre si e dois moduladores.

Quando a tensão de controle V_c proveniente do compensador de corrente do CI é igual ou menor à metade do valor de pico da dente-de-serra o conversor opera no modo de não sobreposição e, quando a tensão de controle é igual ou maior à metade do valor de pico da dente-de-serra, o conversor opera no modo de sobreposição, conforme apresenta a Figura 9.

III. GANHO ESTÁTICO E ONDULAÇÃO DE CORRENTE

A metodologia utilizada para a determinação do ganho estático é baseada no valor médio da tensão V_L sobre o indutor L (lembrando que $L = L1 = L2$). No indutor a tensão média num período de comutação é nula. Consequentemente, as variações de fluxo magnético em cada etapa de operação são iguais. Assim, para o modo de não-sobreposição,

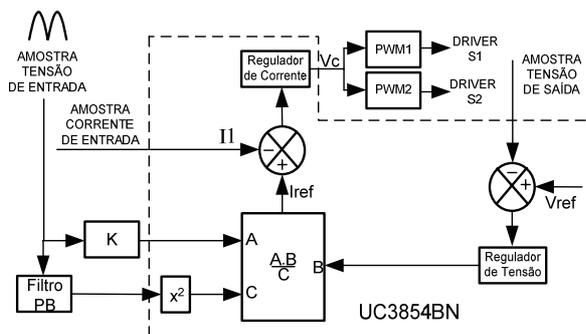


Fig. 8. Diagrama esquemático do controle do conversor.

substituindo a variação do fluxo magnético da 1ª e 2ª etapas e as igualando, tem-se:

$$(2.V1 - V_o).(t_1 - t_0) = (V_o - V1).(t_2 - t_1). \quad (1)$$

Os intervalos de tempo de cada etapa de operação no modo de não sobreposição em função da razão cíclica são apresentados:

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = D \cdot T \\ t_2 - t_1 = \frac{T}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D) \\ t_3 - t_2 = D \cdot T \\ T - t_3 = \frac{T}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D) \end{cases} \quad (2)$$

Utilizando as equações (1) e (2), obtém-se o ganho estático do conversor para este modo de operação:

$$G = \frac{V_o}{V1} = \frac{1}{1 - D}. \quad (3)$$

De forma análoga, determina-se o ganho estático para o modo de sobreposição. Substituindo-se as variações de fluxo, tem-se:

$$V1.(t_1 - t_0) = \left(\frac{V_o}{2} - V1 \right). (t_2 - t_1). \quad (4)$$

No modo de sobreposição os intervalos de tempo de cada etapa de operação em função da razão cíclica são:

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ t_2 - t_1 = T \cdot (1 - D) \\ t_3 - t_2 = \frac{T}{2} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ T - t_3 = T \cdot (1 - D) \end{cases} \quad (5)$$

Utilizando as equações (4) e (5), obtém-se o ganho estático do conversor para este modo de operação:

$$G = \frac{V_o}{V1} = \frac{1}{1 - D}. \quad (6)$$

Nota-se que o ganho estático encontrado em (3) e (6) são iguais e válidos para cada semiciclo da rede. Assim, define-se que a razão cíclica em função do ângulo de condução da tensão de entrada é:

$$D(\theta) = 1 - \frac{\text{sen}(\theta)}{\alpha}. \quad (7)$$

Sendo que α é definido como a relação entre a tensão de saída e o pico da tensão de entrada:

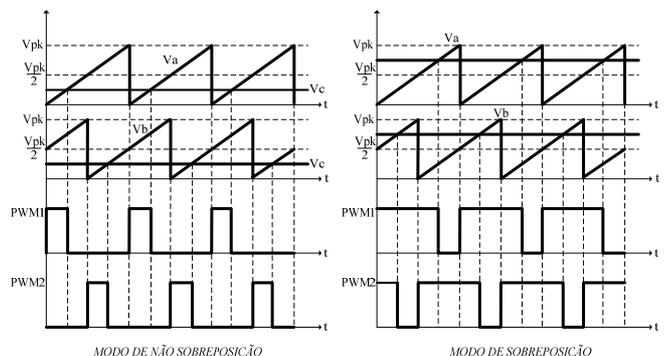


Fig. 9. Estratégia de modulação dos interruptores do conversor.

$$\alpha = \frac{V_o}{V1_{pk}} \cdot \quad (8)$$

A curva correspondente a (7) é apresentada na Figura 10 para vários valores de α . Observa-se que a razão cíclica máxima irá ocorrer na passagem por zero e em π radianos e a mínima ocorrerá em $\pi/2$ radianos da senóide da tensão de entrada.

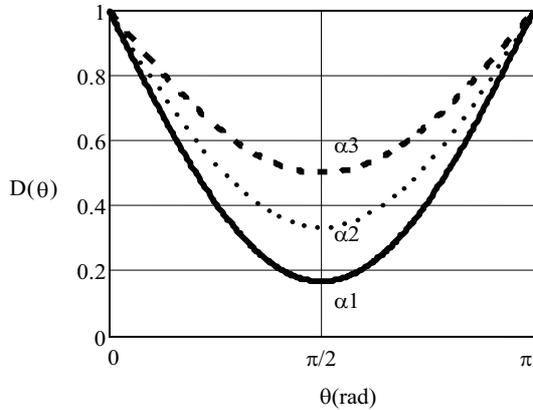


Fig. 10. Variação da razão cíclica para um semiciclo da rede.

A variação da ondulação da corrente nos indutores ao longo de um semiciclo da tensão de entrada é expressa por (9) para o modo de não sobreposição e expressa por (10) para o modo de sobreposição:

$$\Delta I_L(\theta) = \frac{(1-2 \cdot D(\theta)) \cdot D(\theta) \cdot V_o}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (9)$$

$$\Delta I_L(\theta) = \frac{(2 \cdot D(\theta) - 1) \cdot (1 - D(\theta)) \cdot V_o}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (10)$$

Parametrizando-se (9) e (10), têm-se:

$$\overline{\Delta I_L(\theta)} = \frac{\Delta I_L(\theta) \cdot L \cdot f_s}{V_o} = \frac{(2 \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha) \cdot (\alpha - \text{sen}(\theta))}{2 \cdot \alpha^2} \quad (11)$$

$$\overline{\Delta I_L(\theta)} = \frac{\Delta I_L(\theta) \cdot L \cdot f_s}{V_o} = \frac{(\alpha - 2 \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot \text{sen}(\theta)}{2 \cdot \alpha^2} \quad (12)$$

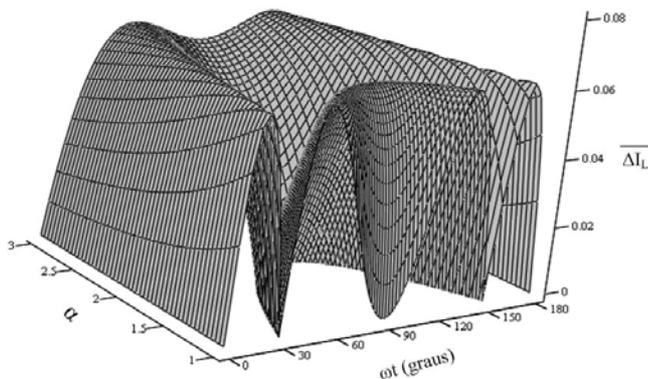


Fig. 11. Variação da ondulação da corrente parametrizada para um semiciclo da rede.

A Figura 11 é obtida usando (11) e (12) e, apresenta a variação da ondulação da corrente parametrizada do indutor para um semiciclo da tensão de entrada para diferentes valores de α . É possível calcular o máximo valor da ondulação de corrente parametrizada derivando-se as

equações (11) e (12). As raízes dessas equações para o ponto de máximo são:

$$\theta_a = \text{sen}^{-1}\left(\frac{3 \cdot \alpha}{4}\right) \quad \text{para } D \leq 0,5, \quad (13)$$

$$\theta_b = \text{sen}^{-1}\left(\frac{\alpha}{4}\right) \quad \text{para } D \geq 0,5.$$

Substituindo-se esses valores em (11) e (12), obtém-se o máximo valor da ondulação de corrente através do indutor:

$$\Delta I_{L\max} = \overline{\Delta I_L}(\theta) \cdot \frac{V_o}{L \cdot f_s} = \frac{V_o}{16 \cdot L \cdot f_s} \quad (14)$$

O projeto do autotransformador é realizado considerando o valor da corrente de magnetização desprezível em relação à corrente de carga. Seu projeto apresenta as seguintes características: a relação de transformação é unitária; o transformador processa somente 50% da potência envolvida. Assim, o transformador pode ser projetado da mesma maneira que o transformador do conversor ponte completa.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A. Especificações do Conversor

O retificador boost CCTE proposto têm como especificações as apresentadas na Tabela I. A frequência de comutação assumida foi de $f_s = 50\text{kHz}$.

TABELA I
Especificações do Retificador Boost CCTE

Potência de saída	$P_o = 3\text{kW}$
Tensão eficaz de entrada	$V1 = 110/220\text{Vca}$
Tensão de saída	$V_o = 200 + 200\text{Vcc}$
Frequência da rede	$f_r = 60\text{Hz}$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o = 1,5\% \cdot V_o$
Ondulação da corrente na entrada	$\Delta I1 = 25\% \cdot I1$
Rendimento teórico esperado	$\eta = 0,97$

1) *Indutores L1 e L2*: A indutância L é calculada por (15), considerando $V_o = 200\text{V}$:

$$L = \frac{V_o}{16 \cdot \Delta I1 \cdot f_s} = 100,6 \mu\text{H} \quad (15)$$

Para o projeto adotou-se o valor de $100\mu\text{H}$. A corrente eficaz e a corrente de pico são determinadas através de (16) e (17), respectivamente:

$$I_{rmsL} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta} = 14,06 \text{ A} \quad (16)$$

$$I_{pL} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta} = 19,88 \text{ A} \quad (17)$$

2) *Autotransformadores*: A corrente eficaz e a corrente de pico que circulam em cada enrolamento são determinadas por (18) e (19), respectivamente:

$$I_{rmsT1} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{2 \cdot \eta} = 7,03 \text{ A} \quad (18)$$

$$I_{pT1} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} = 9,94 \text{ A} \quad (19)$$

3) *Interrupedores controlados*: O esforço de tensão dos interruptores é igual a $2 \cdot V_o = 400V$. A corrente de pico dos interruptores é igual à corrente de pico de um enrolamento do autotransformador. A corrente média e a corrente eficaz de cada interruptor são determinadas por (20) e (21), respectivamente:

$$I_{avgS1} = \frac{(4 \cdot \alpha - \pi) \cdot I_o}{2 \cdot \pi \cdot \eta} = 2,46 A, \quad (20)$$

$$I_{rmsS1} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot (3 \cdot \pi \cdot \alpha - 8)}{6 \cdot \pi}} = 4,10 A, \quad (21)$$

4) *Diodos*: O esforço de tensão dos diodos é igual a $V_o = 200V$. A corrente média de cada diodo é determinada por (22):

$$I_{avgD1} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta} = 3,87 A. \quad (22)$$

5) *Diodos da ponte retificadora*: O esforço de tensão da ponte retificadora é igual a $2 \cdot V_{1pk} = 311V$. A corrente de pico da ponte retificadora é igual à corrente de pico do indutor. A corrente média de cada diodo da ponte é determinada por (23):

$$I_{avgDR} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_o}{\pi \cdot \eta} = 6,33 A. \quad (23)$$

6) *Capacitores de filtro*: A tensão sobre cada capacitor é igual a $V_o = 200V$. O valor da capacitância de C1 e C2 é definido por:

$$C1 \geq \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = 3316 \mu F. \quad (24)$$

Os componentes utilizados no retificador boost CCTE são apresentados na Tabela II.

TABELA II
Parâmetros do Retificador Boost CCTE

Indutores L1 e L2	L = 100 μ H NEE – 65/33/26 (Núcleo Thornton) $N_L = 26$ espiras (10 x 20AWG)
Autotransformadores	NEE – 55/28/21 (Núcleo Thornton) $N_p = N_s = 10$ espiras (5 x 20AWG)
Interrupedores S1 e S2	IGBT - IRGP50B60PD1 (IR) 600V – 45A
Diodos D1 - D4	Schottky - CSD10030 (CREE) 300V – 10A
Ponte retificadora DR	GPBC3508A (IR) 800V – 35A
Capacitores C1 e C2	C = 3300 μ F /350V – capacitor eletrolítico

B. Resultados Experimentais

A Figura 12 apresenta o protótipo de 3kW implementado em laboratório. Os resultados experimentais foram obtidos para condição de plena carga e com tensão de entrada igual a 220V. A Figura 13 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor, onde a correção do fator de potência é observada, sendo o FP igual a 0,981.

A Figura 14 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída. Somente o barramento total foi analisado, devido a não aplicação de uma malha de controle do desbalanceamento das tensões de saída. A regulação da tensão de saída ficou de acordo com o especificado.

A Figura 15 apresenta as formas de onda da tensão e corrente sobre o interruptor S1, Figura 15(a) para modo de não sobreposição e Figura 15(b) para o modo de sobreposição. A Figura 16 apresenta as formas de onda da tensão e corrente sobre o diodo D1, Figura 16(a) para modo de não sobreposição e Figura 16(b) para o modo de sobreposição. Percebe-se que, tanto para o interruptor como para o diodo, não há a presença significativa de sobre tensões e/ou sobre correntes nos semicondutores e, os resultados obtidos estão em conformidade com a análise teórica apresentada no tópico II-B.

A Figura 17 apresenta as formas de onda da tensão e corrente sobre o indutor L1, Figura 17(a) para modo de não sobreposição e Figura 17(b) para o modo de sobreposição. Nota-se que a frequência de ondulação da corrente no indutor é o dobro da frequência de comutação, conforme o desejado.

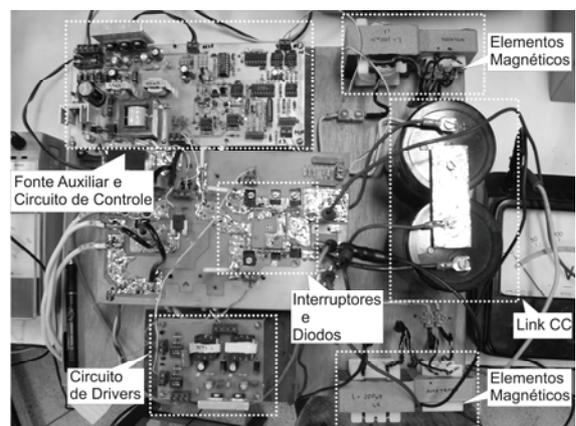


Fig. 12. Vista geral do protótipo de 3kW.

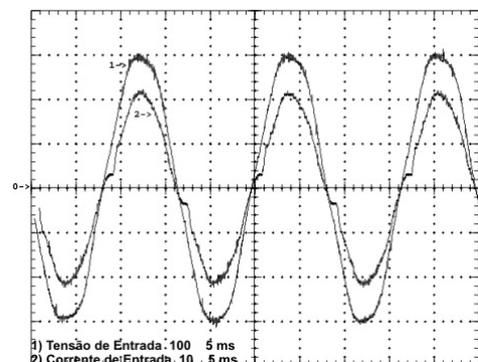


Fig. 13. Formas de onda da tensão e corrente de entrada (100V/div, 10A/div, 5ms/div).

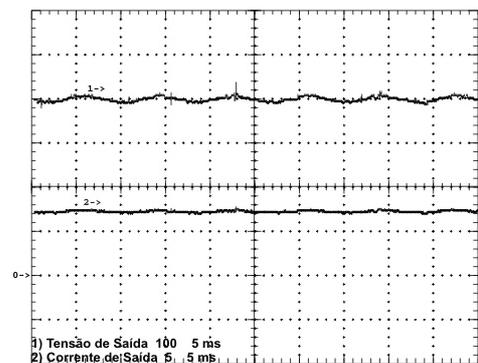


Fig. 14. Formas de onda da tensão e corrente de saída (100V/div, 5A/div, 5ms/div).

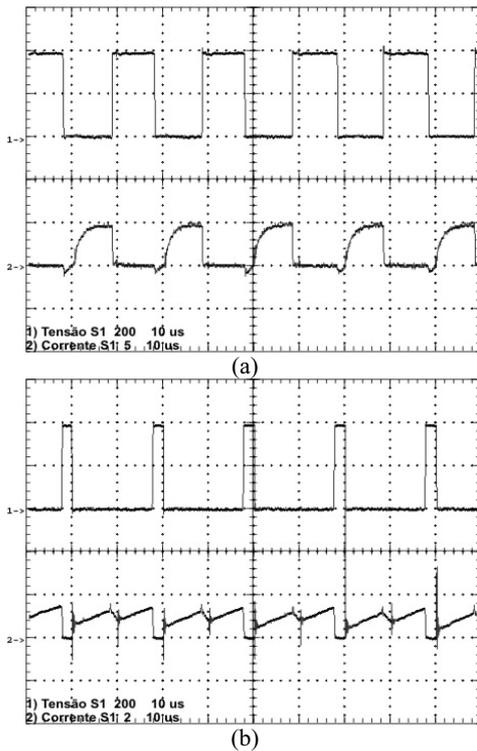


Fig. 15. Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S1: (a) modo de não sobreposição (200V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição (200V/div, 2A/div). Tempo (10µs/div).

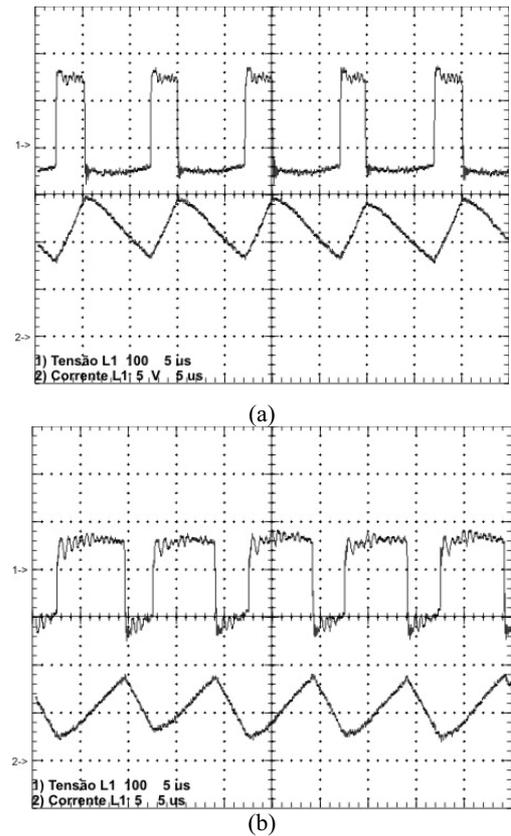


Fig. 17. Formas de onda da tensão e corrente no indutor L1: (a) modo de não sobreposição (100V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição (100V/div, 5A/div). Tempo (5µs/div).

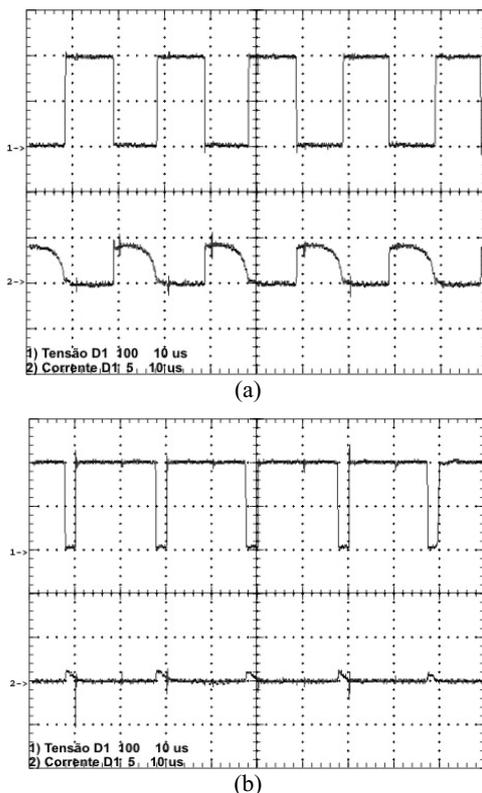


Fig. 16. Formas de onda da tensão e corrente no diodo D1: (a) modo de não sobreposição (100V/div, 5A/div); (b) modo de sobreposição (100V/div, 5A/div). Tempo (10µs/div).

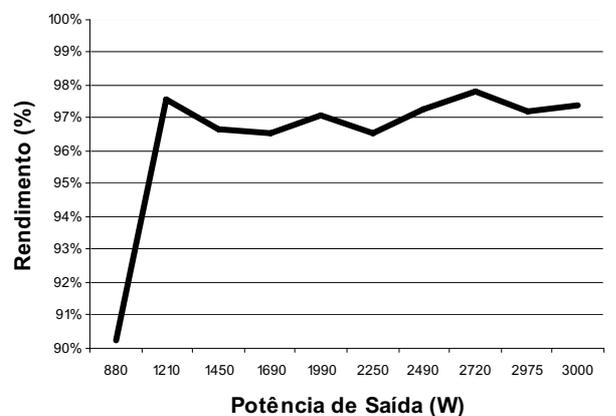


Fig. 18. Curva do rendimento do conversor.

A Figura 18 apresenta a curva de rendimento obtida para o conversor com tensão de entrada de 220V. O rendimento para potências acima de 1,2kW se manteve sempre acima de 97% chegando a 97,39% na potência nominal. Vale ressaltar que as medidas realizadas não levaram em consideração o transformador de entrada.

V. CONCLUSÕES

Um retificador boost baseado na célula de comutação de três estados para aplicação em *nobreaks*, sua análise teórica e resultados experimentais são apresentados. As principais

características observadas no conversor e validadas pelos resultados experimentais são: elevado fator de potência na entrada, estratégia de controle simples usando técnica de controle convencional, reduzidas perdas de condução resultando numa eficiência acima de 97%, reduzido volume e peso dos elementos reativos e a possibilidade de duas tensões de entrada seletivas: 110/220V.

Para trabalhos futuros recomenda-se a implementação de uma malha de controle do desbalanceamento de tensão no barramento CC e o possível emprego de novas técnicas de controle para CFP.

REFERÊNCIAS

- [1] Norma ABNT NBR-15014, *Conversor a semicondutor – Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) – Terminologia*, 2003.
- [2] S. B. Bekiarov, A. Emadi, “Uninterruptible Power Supplies: Classification, Operation, Dynamics, and Control,” *in Proc. of IEEE APEC’02 Conf.*, pp. 597-604, 2002.
- [3] J. M. Guerrero, L. G. Vicuna, J. Uceda, “Uninterruptible Power Supply Systems Provide Protection,” *IEEE Transactions on Ind. Electron. Mag.*, vol. 1, no. 1, pp. 28-38, May 2007.
- [4] K. Hirachi, et al., “Switched-mode PFC Rectifier with High-frequency Transformer Link for High-power Density Single Phase UPS”, *in Proc. of PESC’97*, vol. 1, pp. 290-296, 1997.
- [5] R. Krishnan, “Design and Development of a High Frequency On-line Uninterruptible Power Supply”, *in Proc. of IECON’95*, vol. 1, pp. 578-583, 1995.
- [6] R. P. T. Bascopé, E. M. Sá Jr., C. G. C. Branco, F. L. M. Antunes, “PFC Preregulator with High Frequency Isolation Using Half-bridge Chopper for UPS Applications”, *in Proc. of INDUSCON’04*, vol. 1, 2004.
- [7] J. C. Calmon, “Circuit Topologies For Single-phase Voltage Doubler Boost Rectifiers”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 521-529, Oct. 1993.
- [8] D. Maksimovic, R. Erickson, “Universal-Input, High-Power-Factor, Boost Doubler Rectifiers”, *in Proc. of APEC*, vol. 1, pp. 459-465, March 1995.
- [9] R. M. F. Neto, E. G. Marra, F. L. Tofoli, L. C. Freitas, “A Soft Switching Half-bridge Doubler Boost Converter Operating with Unity Power Factor,” *Revista Eletrônica de Potência*, 2005, *iSOBRAEP 2005*, vol. 10, no. 1, pp. 77-85, June 2005.
- [10] A. S. Martins, E. V. Kassick, I. Barbi, “Control Strategy for the Double-Boost Converter in Continuous Conduction Mode Applied to Power Factor Correction”, *in Proc. of PESC’96*, v. 2, pp. 1066-1072, June 1996.
- [11] J. A. C. Pinto, A. A. Pereira, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., “A power factor correction preregulator AC-DC interleaved boost with soft-commutation”, *in Proc. of PESC’97*, v. 1, pp. 121-125, 1997.
- [12] C. A. Canesin, F. A. S. Gonçalves, “A Novel Single-phase High Power-factor Interleaved Boost ZCS Rectifier”, *in Proc. of COBEP’03*, pp. 131-136, 2003.
- [13] P. C. S. Ficagna, J. R. Pinheiro, “An Isolated AC-DC Single-state Full-bridge Converter Power Factor Corrected with Interleaved Boost Input Type”, *in Proc. of COBEP’07*, pp. 843-848, 2007.
- [14] H. A. C. Braga, I. Barbi, “A 3-kW Unity-Power-Factor Rectifier Based on a Two-Cell Boost Converter Using a New Parallel-Connection Technique”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 209-217, January 1999.
- [15] G. H. A. Bastos, C. M. T. Cruz, R. P. T. Bascopé, “Retificador Monofásico com Alto Fator de Potência e Conexão Comum entre o Neutro da Tensão de Entrada e o Ponto Central dos Capacitores de Saída”, *in Proc. of INDUSCON*, 2006.
- [16] F. K. A. Lima, C. M. T. Cruz, F. L. M. Antunes, “A High Efficiency Unit Power Factor Single-phase Rectifier”, *In Proc. of COBEP’03*, pp. 891-896, 2003.
- [17] G. V. T. Bascopé, I. Barbi, “A Novel Unity Power Factor Rectifier Based on the Boost Converter with the Three-state Switching Cell”, *in Proc. of COBEP’01*, pp. 174-179, 2001.
- [18] G. V. T. Bascopé, I. Barbi, “A Single Phase PFC 3 kW Converter Using a Three-State Switching Cell”, *in Proc. of PESC*, vol. 05, pp. 4037-4042, 2004.
- [19] M. S. Ortmann, S. A. Mussa, M. L. Heldwein, “Theoretical Analysis of a Single-phase Three-level PFC Converter Employing Multi-state Switching Cells”, *in Proc. of COBEP’09*, pp. 1185-1192, 2009.
- [20] R. A. da Câmara, C. M. T. Cruz, R. P. T. Bascopé, “Center Tapped Preregulator Based on Three-State Switching Cells for UPS Applications”, *in Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 2441-2446, 2008.
- [21] R. A. da Câmara, C. M. T. Cruz, R. P. T. Bascopé, “Boost Based on Three-state Switching Cell for UPS Applications”, *in Proc. of COBEP’09*, pp. 313-318, 2009.
- [22] P. C. Todd, “UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design”, *Unitorde Application Notes*, vol. U-134, pp. 3-269 – 3-288, 1994.
- [23] R. A. da Câmara, “Pré-regulador com Derivação Central Baseado na Célula de Comutação de Três Estados para Aplicação em No-breaks”. *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica*, Universidade Federal do Ceará, 2008.

DADOS BIOGRÁFICOS

Raphael Amaral da Câmara, nascido em 10/03/1980 em Belém é Engenheiro Eletricista (2005) e mestre (2008) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará, onde atualmente cursa o doutorado.

É professor assistente da Universidade Federal Rural do Semi-Árido desde 2010. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, topologias de conversores estáticos, técnicas de correção do fator de potência, sistemas de controle digital e *nobreaks*.

Msc. da Câmara é membro estudante da SOBRAEP.

Cícero Marcos Tavares Cruz possui graduação (1990) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará, é mestre (1993) e doutor (2002) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina.

É professor adjunto da Universidade Federal do Ceará, onde leciona desde 1994. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, comutação suave de conversores, conversores CC-CC e topologias de *nobreaks*.

Dr. Cruz é membro da SOBRAEP, onde ocupa atualmente o cargo de Segundo Secretário.

René Pastor Torrico-Bascopé é Engenheiro Eletricista (1991) pela Universidad Mayor de San Simon, Bolivia, mestre (1994) e doutor (2000) em Engenharia Elétrica Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.

Desde 2003, leciona na Universidade Federal do Ceará como professor adjunto. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, processamento de energia em alta frequência, modelagem e controle de conversores estáticos, técnicas de correção do fator de potência, novas topologias de conversores e *nobreaks*.