

REATOR ELETRÔNICO MICROCONTROLADO PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO A ALTA PRESSÃO E COMPARAÇÕES COM UM REATOR CONVENCIONAL

Márcio A. Có e Márcio Brumatti

Centro Federal de Educação Tecnológica do Espírito Santo - CEFETES

Av. Vitória, 1729 CEP 29040-874 Vitória - ES

Brasil

marcio.co@uol.com.br, marcio_brumatti@bol.com.br

Domingos S. L. Simonetti e José L. F. Vieira

Universidade Federal do Espírito Santo

C.P. 01-9011 CEP 29060-970 Vitória - ES

Brasil

d.simonetti@ele.ufes.br, j.vieira@ele.ufes.br

Resumo - Este artigo apresenta um reator eletrônico com um único estágio de processamento de potência para lâmpadas de vapor de sódio a alta pressão (SAP). Um conversor CC-CC buck que controla a corrente e a potência na lâmpada, um pré-regulador de fator de potência baseado no conversor boost, operando no modo de condução descontínua, e um inversor são combinados formando um conversor BIBRED com dupla alimentação em ponte completa. A lâmpada é alimentada com forma de onda retangular de corrente em baixa frequência. Todos os sinais de comando são gerados por um microcontrolador dedicado. Um protótipo de 70W operando livre de ressonância acústica foi implementado e os resultados do reator eletrônico proposto são comparados com os resultados de um reator convencional.

Palavras-Chave - lâmpada de vapor de sódio microcontrolador, reator eletrônico.

MICROCONTROLLED ELECTRONIC BALLAST FOR HIGH PRESSURE SODIUM LAMPS AND COMPARISONS WITH ELECTROMAGNETIC BALLAST

Abstract - This paper presents a single power processing stage electronic ballast for high-pressure sodium lamps (HPS). A DC-DC buck converter that controls the current and the power of the lamp, a power factor pre-regulator based on discontinuous conduction mode boost converter and the inverter are combined in a dual fed full bridge BIBRED converter. It operates with a low frequency current driving the lamp. All signals of the power stages are provided by a dedicated microcontroller. A 70W prototype without acoustic resonance and stroboscope effect was implemented and the results of the proposed electronic ballast and a conventional one are compared.

Artigo Submetido em 17/07/2003. Primeira Revisão em 30/09/2003. Aceito sob recomendação do Editor Especial Prof. Walter Kaiser.

Keywords - electronic ballast, microcontroller, sodium lamps.

NOMENCLATURA

V_{lamp}	Tensão eficaz na lâmpada.
P_{lamp}	Potência da lâmpada.
V_{ACmax}	Pico máximo da tensão da rede.
V_{C0}	Tensão no capacitor C_0 .

I. INTRODUÇÃO

As lâmpadas de vapor de sódio a alta pressão (SAP) são amplamente utilizadas em instalações industriais e iluminação pública por apresentarem alta eficiência luminosa, vida útil longa e alta densidade de potência.

Para o funcionamento adequado destas lâmpadas é necessário um dispositivo que aplique pulsos de alta tensão para a ignição bem como limite a corrente da lâmpada após estabelecido o arco. Além disto, nestas lâmpadas, a tensão de arco aumenta ao longo de sua vida útil devido à perda de sódio no caminho da descarga, o que altera as pressões parciais no tubo. Este fato deve ser levado em conta no projeto destes dispositivos.

Normalmente, se utiliza o reator eletromagnético. Entretanto, ele possui peso e volume elevados, baixa eficiência e pobre regulação de potência para variações da tensão de arco e da tensão da rede de alimentação. Os reatores eletrônicos podem superar estas desvantagens.

Em princípio, a operação em alta frequência (dezenas até centenas de kHz) é vista como a melhor escolha para o estágio inversor do reator eletrônico, devido à característica resistiva apresentada pelas lâmpadas de descarga. Entretanto, no caso das lâmpadas de alta pressão operando nessas condições, ondas de pressão podem surgir no interior do tubo causando perturbações no arco elétrico. Este fenômeno é conhecido como ressonância acústica. Como conseqüências deste fenômeno, citam-se: movimento e flutuação da luz, variação da temperatura e do índice de reprodução de cor da luz, e no pior caso a extinção do arco.

A ressonância acústica depende da geometria do tubo de descarga e suas dimensões, composição do gás e suas

condições termodinâmicas (temperatura, pressão e densidade) [1, 6, 7].

Algumas soluções têm sido apresentadas na literatura [1 – 12], usando reatores eletrônicos para acionar lâmpadas AID livre de ressonância acústica. A operação em baixa frequência acionando a lâmpada com onda retangular de corrente é vista como uma boa solução devido a sua confiabilidade diante das severas condições de ressonância acústica que as lâmpadas AID de baixa potência estão submetidas [4, 12, 13, 14]. Além disso, garante operação livre de cintilação do fluxo luminoso, com fator de crista próximo de 1,0. A desvantagem desta solução é a maior complexidade do circuito quando comparado com as soluções em alta frequência.

II. ACIONAMENTO CONVENCIONAL DAS LÂMPADAS SAP

O reator eletromagnético atua como dispositivo limitador de corrente, possui ainda um ignitor que provê sobretensão inicial para o acendimento da lâmpada e um capacitor para realizar a correção do fator de potência. Uma atenção especial à questão da regulação de potência deve ser dada nos projetos de reatores para as lâmpadas de vapor de sódio, pois tanto as variações na tensão de alimentação, quanto o tempo de uso das lâmpadas alteram sua tensão de trabalho, mudando a potência de operação e o fluxo luminoso da lâmpada.

O circuito típico dos reatores convencionais consiste numa reatância indutiva série, conforme mostra a Figura 1. O circuito ignitor emprega um interruptor S , que ao ser fechado descarrega o capacitor C_{ig} sobre parte da própria bobina do reator, que atuando como um autotransformador produz sobre a lâmpada a tensão necessária à ignição.

Estes pulsos se repetem até o estabelecimento do arco, quando a tensão sobre a lâmpada cai rapidamente a valores em que o interruptor S não mais opera e o reator em série com a lâmpada limita sua corrente.

Estes tipos de reator são muito utilizados por serem simples, confiáveis e principalmente de baixo custo. Entretanto, devido a pobre regulação de potência seu uso não é recomendado onde a tensão da rede varie mais do que 5% acima e abaixo do nominal. Além disso, ele necessita de um capacitor para correção de fator de potência que aumenta o volume total.

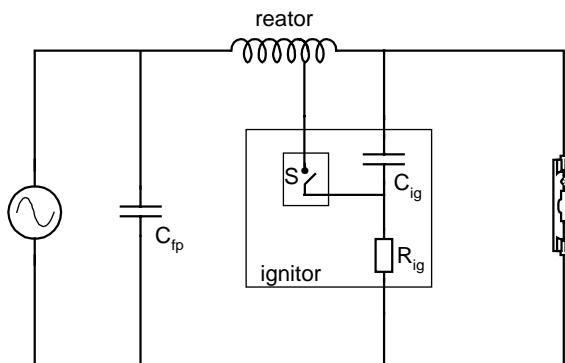


Fig. 1. Ligação típica de um acionamento convencional de lâmpadas de descarga de alta pressão.

III. REATORES ELETRÔNICOS COM ONDA RETANGULAR EM BAIXA FREQUÊNCIA

Um reator eletrônico com onda retangular em baixa frequência pode ser implementado usando três estágios de processamento de potência, como apresentado na Figura 2.a. O estágio de entrada, conhecido como pré-regulador de fator de potência (PFP), é usado para obter alto fator de potência mantendo a tensão do barramento CC constante. O estágio intermediário é um conversor CC-CC buck, operando em alta frequência, responsável pelo controle da corrente e potência na lâmpada. O estágio de saída é um inversor de onda quadrada em baixa frequência, o qual aciona a lâmpada [4, 12, 13, 14].

Entretanto, três estágios de processamento de potência demandam mais componentes, o que aumenta o custo e reduz a confiabilidade do sistema eletrônico. Existem algumas alternativas para simplificar o reator eletrônico, que consistem em combinar os estágios de potência [15, 16].

Um reator eletrônico mais simples pode ser obtido combinando os três estágios, citados acima utilizando o conversor BIBRED com dupla alimentação em ponte completa [17], como mostra a Figura 2.b. Este conversor pode proporcionar alto fator de potência na entrada e fornecer para a lâmpada uma corrente controlada em forma retangular de baixa frequência.

Para isto, as chaves devem ser comandadas adequadamente, ou seja, S_1 e S_3 devem operar em baixa frequência em modo complementar e S_2 e S_4 operar em alta frequência em modo PWM (modulação por largura de pulso). A potência de saída e a tensão no capacitor C_o são controladas atuando-se respectivamente na razão cíclica e na frequência de comutação das chaves inferiores (S_2 e S_4).

Esta solução aplicada aos reatores eletrônicos para lâmpadas AID será descrita a seguir.

IV. O REATOR ELETRÔNICO DE ÚNICO ESTÁGIO

A Figura 3 mostra o circuito completo de potência do reator eletrônico proposto, o qual consiste em um retificador de entrada, o conversor BIBRED com dupla alimentação em ponte completa e o circuito ignitor.

A indutância boost (L_{boost}) é projetada para operação no modo de condução descontínuo, assim se garante alto fator de potência na entrada. A indutância buck (L_{buck}) é colocada em série com a lâmpada, por onde se controla sua corrente. Seu valor deve ser o menor possível para garantir rápida inversão de corrente na lâmpada, por isso um capacitor de filtro é necessário para reduzir o *ripple* de corrente na lâmpada, evitando assim que ocorra a ressonância acústica.

O circuito ignitor usa uma relação apropriada entre as indutâncias acopladas L_{ig1} e L_{ig2} , promovendo pulsos de ignição com tensão suficiente para a partida da lâmpada. Estes pulsos são obtidos quando a chave S_{ig} é fechada, ocorrendo uma ressonância entre C_{ig} e L_{ig1} .

A Figura 4 mostra as principais formas de onda do circuito. Este conversor possui três etapas de operação para cada semiciclo de corrente na lâmpada como é descrito abaixo:

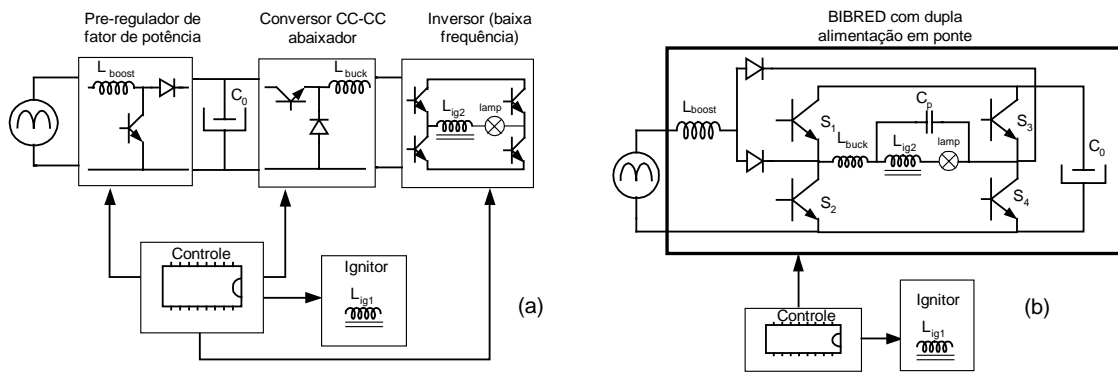


Fig. 2. Reatores eletrônicos que operam com forma de onda retangular de corrente na lâmpada: a) com três estágios de processamento de potência, b) utilizando um conversor BIBRED com dupla alimentação em ponte completa.

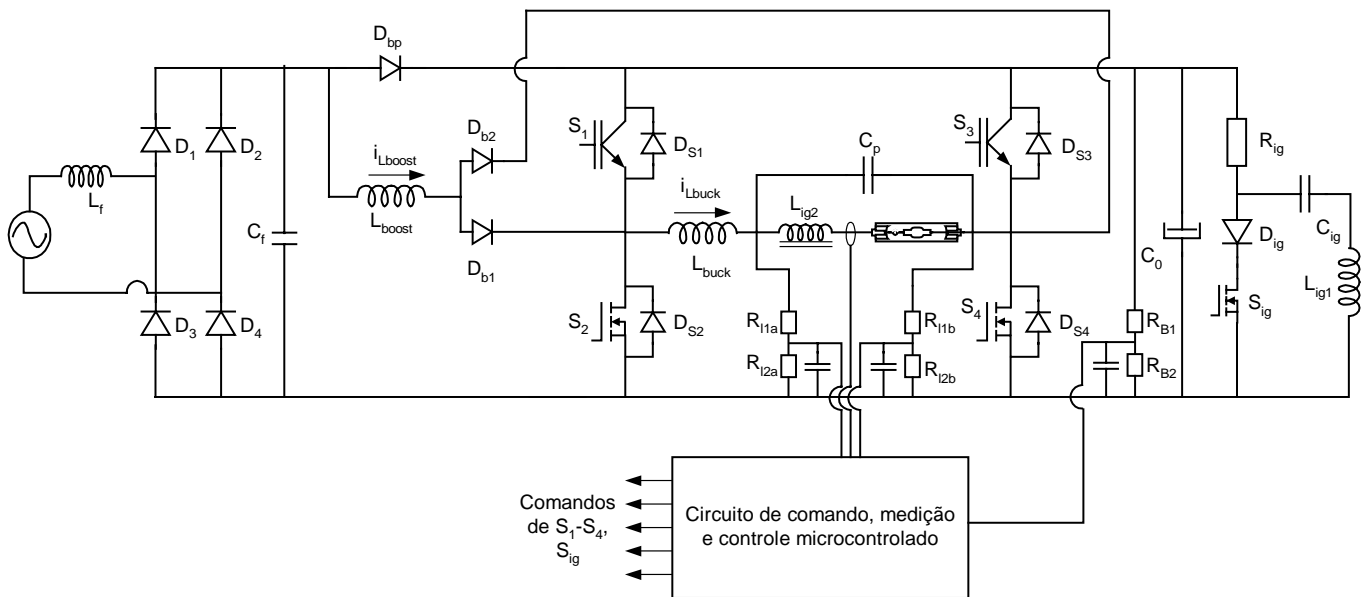


Fig. 3. Esquema do reator eletrônico proposto.

➤ **etapa a1:** Durante esta etapa as chaves S_1 e S_4 estão fechadas, assim a corrente em L_{buck} cresce linearmente através de $C_0 - S_1 - S_4$. A corrente em L_{boost} cresce linearmente através de $V_{in} - D_{b2} - S_4$ sendo modulada pela tensão de entrada.

➤ **etapa b1:** A chave S_4 é aberta. A corrente em L_{buck} decresce linearmente através de $S_1 - D_{S3}$ e a corrente em L_{boost} decresce linearmente através de $D_{b1} - D_{S1} - C_0$ até atingir zero.

➤ **etapa c1:** Durante esta etapa a corrente em L_{boost} se mantém nula e a corrente em L_{buck} permanece decrescendo até iniciar um novo período de comutação.

Estas etapas se repetem até que as chaves S_1 e S_4 são abertas. Após o tempo morto, as chaves S_2 e S_3 iniciam operação e a corrente na lâmpada inverte resultando nas etapas a_2, b_2 e c_2 , as quais são similares às etapas a_1, b_1 e c_1 .

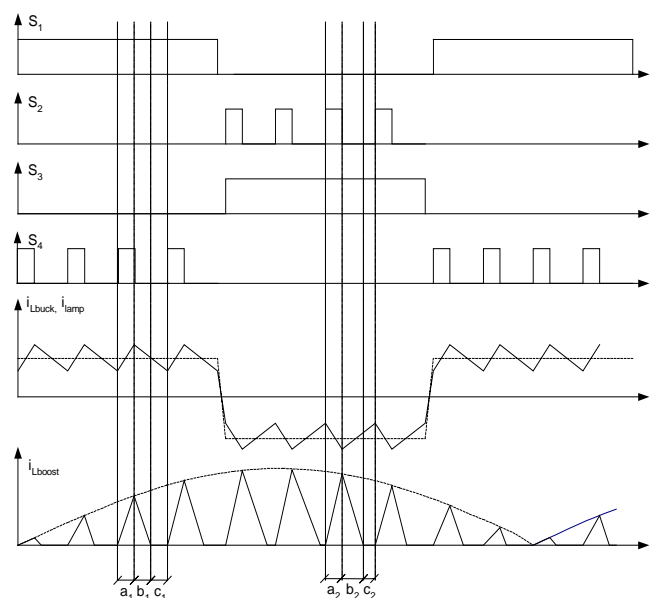


Fig. 4. Principais formas de onda do reator eletrônico proposto.

Um microcontrolador dedicado gera os sinais de comando para as chaves S_1, S_2, S_3, S_4 e S_{ig} a partir de uma rotina que tem como dados de entrada a tensão no barramento CC, a tensão a corrente na lâmpada.

Foi utilizado um microcontrolador PIC16F873, da Microchip. As tarefas de controle executadas podem ser resumidas como mostra a Figura 5 e descritas a seguir:

Seqüência de ignição: Os pulsos de ignição ocorrem apenas se a lâmpada esta apagada, obedecendo a um ciclo de ignição, o qual é definido como um pequeno intervalo de tentativa de ignição (menor que 0,5 segundo) e um longo período de repouso (superior a 10 segundos). Este procedimento reduz o tempo de resfriamento da lâmpada no caso de re-acendimentos, e ainda diminui as interferências eletromagnéticas.

Durante o intervalo de tentativa, as chaves inferiores da ponte operam com razão cíclica limitada e a chave do circuito ignitor S_{ig} é mantida fechada após o pulso de ignição. Este procedimento mantém a tensão do barramento CC em nível seguro, caso a tentativa de ignição seja mal sucedida, devido ao consumo de energia em R_{ig} . Durante o período de repouso a razão cíclica das chaves inferiores da ponte é levada a zero para interromper a carga do capacitor C_o .

Controle de corrente e potência: Após a partida, a corrente na lâmpada é mantida constante através de um controlador PI (proporcional-integral) digital atuando sobre a razão cíclica dos módulos PWM que comandam as chaves S_2 e S_4 . Quando a lâmpada atinge potência nominal, a referência de corrente é periodicamente calculada a partir da leitura de tensão na lâmpada, de modo a manter a potência constante. Para evitar instabilidade durante operação, os ganhos do controlador são ajustados a cada etapa de funcionamento da lâmpada.

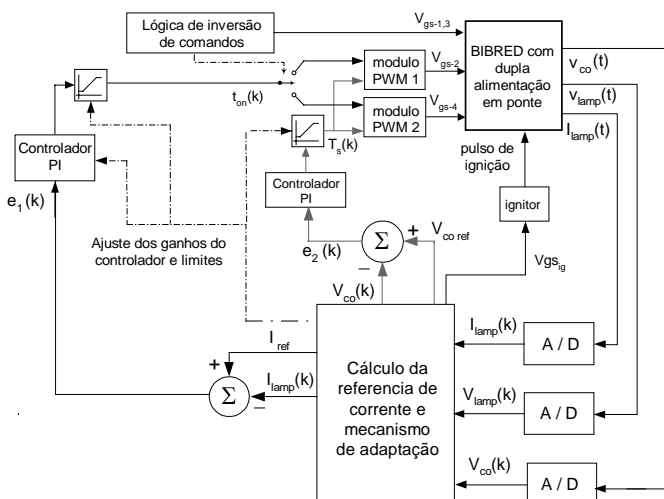


Fig. 5. Diagrama de blocos do controle.

Controle da tensão do barramento CC: Um controlador PI digital atuando sobre a frequência de comutação mantém a tensão do barramento CC constante independente da tensão da lâmpada ou de variações na tensão da rede de alimentação. Esta tensão controlada garante o modo de condução descontínuo, proporcionando alto fator de potência na entrada.

Comandos do inversor: Uma interrupção do microcontrolador programada por tempo é responsável por gerar os comandos das chaves S_1 e S_3 e ainda de trocar o módulo PWM que estará em operação.

V. EQUAÇÕES DE PROJETO

A. Definição da tensão do barramento CC:

O conversor BIBRED com dupla alimentação em ponte completa integra um conversor buck e um conversor boost. Assim, a relação básica do conversor buck pode ser escrita como:

$$D = \frac{V_{Lamp}}{V_{C0}} \quad (1)$$

Onde D é a razão cíclica das chaves inferiores da ponte.

Além disso, para garantir a operação no modo de condução descontínuo na entrada, a seguinte relação deve ser satisfeita.

$$D < \frac{V_{C0} - V_{ACmax}}{V_{C0}} \quad (2)$$

A expressão para a tensão do barramento CC pode ser obtida substituindo a equação (1) em (2).

$$V_{C0} > V_{lamp} + V_{ACmax} \quad (3)$$

B. A indutância boost

A indutância boost pode ser obtida das equações (4) e (5) e (6) a seguir, como descrito em [18]. Usando a equações (1), (4), (5) e (6), a indutância pode ser obtida pela equação (7).

$$M = \frac{V_{C0}}{V_{ACmax}} \quad (4)$$

$$L_{par} = \frac{0,48}{M - 0,92} \quad (5)$$

$$L_{boost} = \frac{V_{C0}^2 \times D^2 \times T_s \times L_{par}}{2 \times M \times P_{lamp}} \quad (6)$$

$$L_{boost} = \frac{V_{lamp}^2 \times 0,48}{2 \times f_s \times \frac{V_{C0}}{V_{ACmax}} \times P_{lamp} \times \left(\frac{V_{C0}}{V_{ACmax}} - 0,92 \right)} \quad (7)$$

C. A indutância buck

A indutância buck é calculada usando a equação (8) a seguir, onde $\Delta I\%$ é o *ripple* percentual de corrente no indutor, o qual pode ser definido em torno de 50%.

$$L_{buck} = \frac{V_{C0} \times D \times (1-D)}{f_s \times \Delta I\% \times \left(\frac{P_{lamp}}{V_{lamp}} \right)} \quad (8)$$

VI. RESULTADOS E COMPARAÇÕES

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos para uma lâmpada de vapor de sódio alta pressão de 70 W (SAP70), tipo VIOLUX NAV, marca OSRAM. Em alguns casos, serão apresentados também os resultados obtidos com um reator eletromagnético convencional conforme mostrado na Figura 1 para efeito de comparação.

O reator eletrônico foi projetado para as seguintes especificações:

- Tensão da rede: 220V +/- 10%
- Frequência de comutação de S_1 e S_3 : 150Hz;
- Frequência de comutação de S_2 e S_4 : 35kHz a 60kHz
- Ripple máximo de corrente na lâmpada: 5%
- Tensão de ignição: 1,8kV com duração de 2 μ s.

As Figuras 6 e 7 mostram a tensão e a corrente na lâmpada durante sua operação em condições nominais. É possível observar nos reatores eletromagnéticos, o reacendimento da lâmpada a cada semi-período da rede, que pode ser constatado pelos picos de tensão na lâmpada após a passagem da corrente por zero. Este fato é responsável pelo *flicker* e efeito estroboscópico destes sistemas de iluminação.

Utilizando o reator eletrônico proposto, a tensão e a corrente na lâmpada apresentam forma de onda retangular em baixa frequência, com ondulação de alta frequência menor do que 5%. Desta forma, são garantidas rápidas transições da corrente por zero, eliminando as oscilações no fluxo luminoso, além disso, o fenômeno da ressonância acústica não é excitado.

As Figuras 8 e 9 comparam a variação do fluxo luminoso instantâneo obtido com um sensor de um luxímetro (Panlux Electronic, marca Gossen). A primeira, obtida com o reator eletromagnético, indica a possibilidade de efeito estroboscópico devido à variação em 120Hz. Na outra, com o reator eletrônico proposto, um fluxo luminoso contínuo foi obtido.

As Figuras 10 e 11 apresentam o comportamento de

tensão e corrente na entrada dos reatores convencional e eletrônico respectivamente.

Na Figura 10, o resultado foi obtido sem a utilização do capacitor de correção de fator de potência. O deslocamento angular foi de 64°, que resulta em um fator de potência (FP) de 0,43. A utilização do capacitor corrige este deslocamento, entretanto aumenta o conteúdo harmônico de corrente, resultando em um FP de 0,93 com THD da corrente de entrada de 34%.

No reator eletrônico, os resultados obtidos foram de DHT=22% e FP de 0,94.

Com as Figuras 12 e 13 é possível fazer uma comparação de como evoluem as grandezas elétricas na lâmpada durante a fase de aquecimento até a estabilização, com a utilização dos dois tipos de reator.

As curvas foram obtidas com amostras dos valores de potência, tensão e corrente na lâmpada a cada 10 segundos, durante os primeiros minutos de operação. Para o reator eletrônico foi ajustada uma corrente de aquecimento de 70% acima do valor nominal.

É possível constatar que nos reatores eletromagnéticos a corrente na lâmpada cai com o passar da fase de aquecimento, o que leva a um aumento no tempo de estabilização. No reator eletrônico este tempo varia em função da corrente ajustada para a fase de aquecimento. No caso apresentado, o tempo em questão foi reduzido a aproximadamente a metade em comparação com o reator convencional, podendo reduzir ainda mais elevando-se a corrente na fase de aquecimento.

A Figura 14 apresenta as curvas de rendimento dos reatores. Em ambos os casos o rendimento aumenta com o aumento da tensão da lâmpada, devido a diminuição de corrente, que reduz as perdas. Note que o rendimento do reator eletrônico é em média 6% superior ao reator eletromagnético.

Os resultados a seguir mostram as ações de controle do reator eletrônico proposto. A Figura 15 mostra a corrente na lâmpada (linha tracejada) e potência na lâmpada (linha cheia) em função tensão na lâmpada. Esta característica confirma que o reator opera com corrente constante na fase de aquecimento e potência constante após atingir o regime permanente. A crescimento da tensão da lâmpada foi obtido envolvendo-a com papel alumínio, assim sua temperatura cresce como ocorre ao longo de sua vida útil.

As Figuras 16 e 17 apresentam o comportamento da frequência de comutação imposta pelo controle para manter a tensão do barramento CC constante, para variações na tensão de entrada e variações na tensão da lâmpada, respectivamente. A frequência foi limitada em um valor mínimo de 36kHz, garantindo assim que a ondulação de corrente na lâmpada seja menor que 5%. Isso explica as variações na tensão do barramento em ambas figuras.

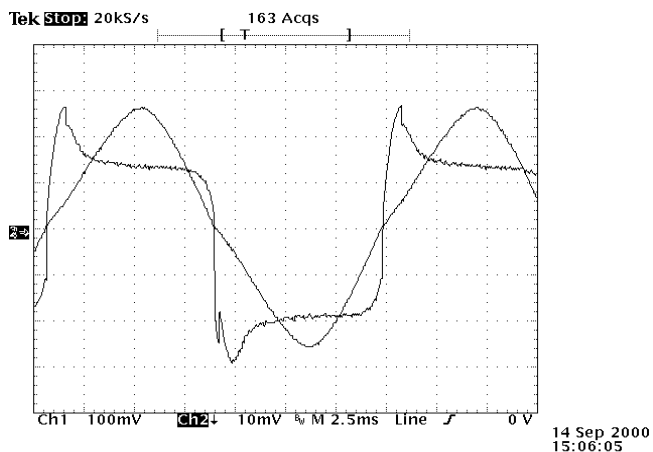


Fig. 6. Tensão e corrente na lâmpada alimentada por um reator eletromagnético convencional, após entrar em regime. (50 V/div; 0,5A/div; 2,5ms/div)

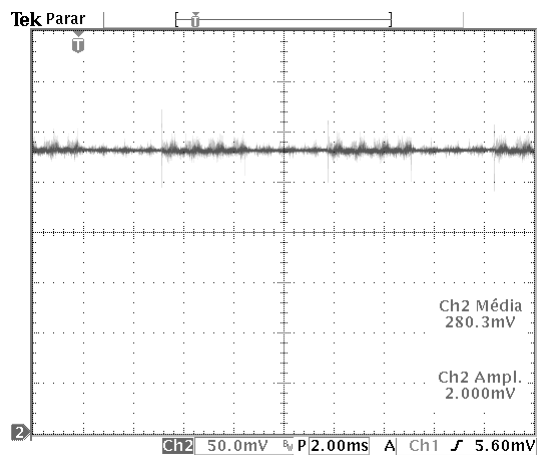


Fig. 9. Fluxo luminoso instantâneo do reator eletrônico proposto.

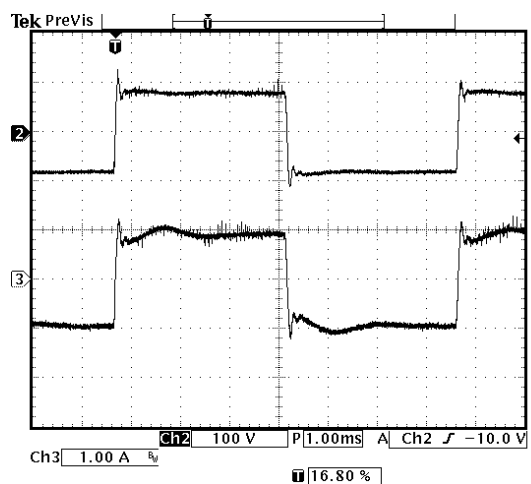


Fig. 7. Tensão (traço superior) e corrente (traço inferior) na lâmpada acionada pelo reator eletrônico proposto após entrar em regime. (50V/div; 1,0 A/div; 2 ms/div)

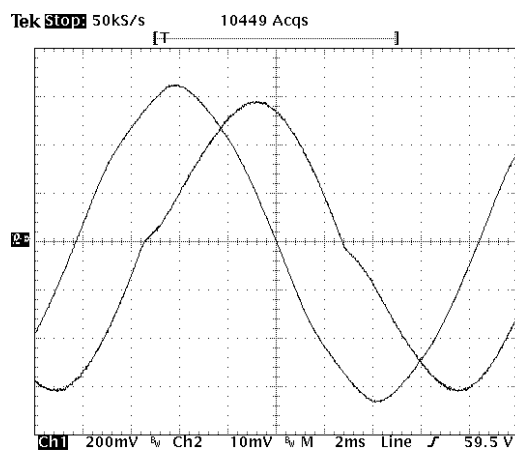


Fig. 10. Tensão e corrente de entrada do reator eletromagnético sem capacitor de correção de FP. (100 V/div; 0,5A/div; 2,0ms/div).

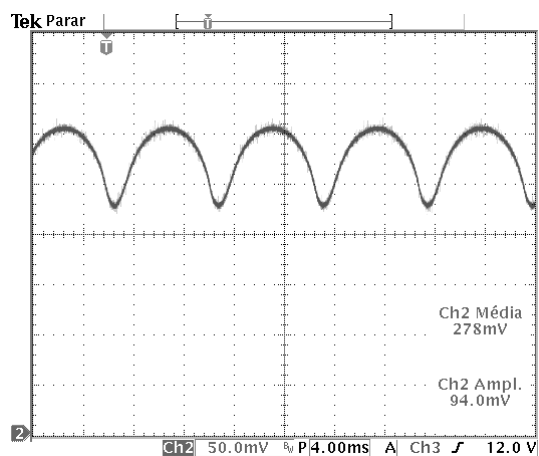


Fig. 8. Fluxo luminoso instantâneo do reator convencional.

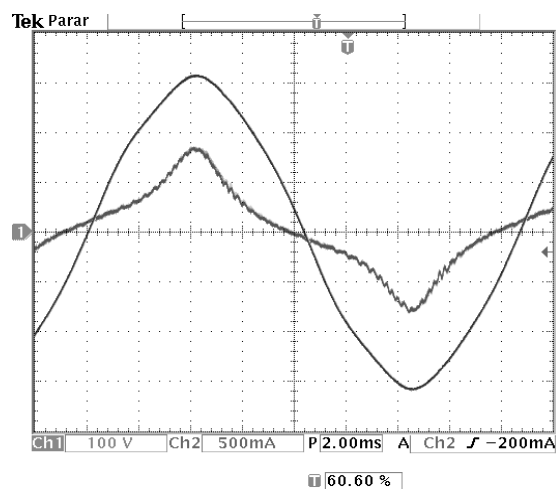


Fig. 11. Tensão e corrente de entrada do reator eletrônico proposto. (100 V/div; 0,5A/div; 2,0ms/div).

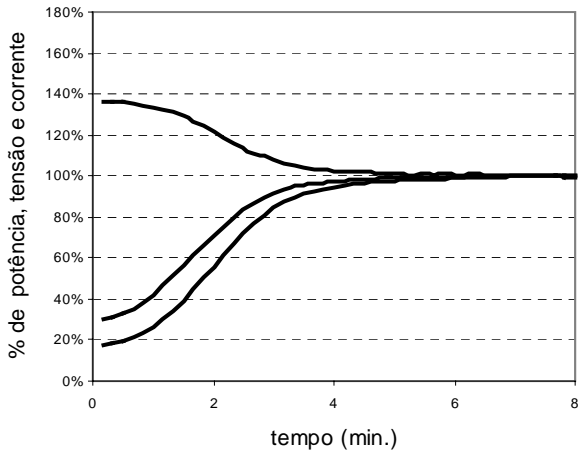


Fig. 12. Evolução das grandezas elétricas da lâmpada SAP 70 após a partida, alimentada por reator eletromagnético.

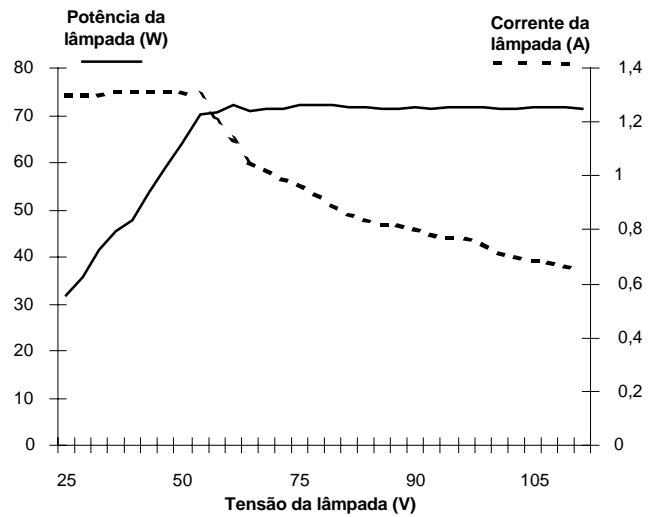


Fig. 15. Potência e corrente na lâmpada em função de sua tensão.

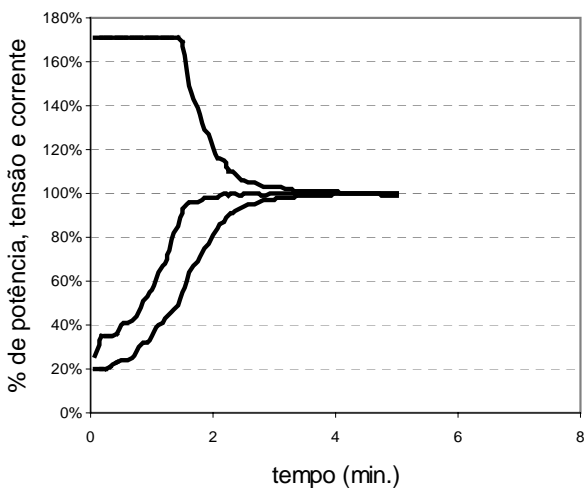


Fig. 13. Evolução das grandezas elétricas da lâmpada SAP 70 após a partida, alimentada por reator eletrônico, com corrente de aquecimento ajustada em 170%.

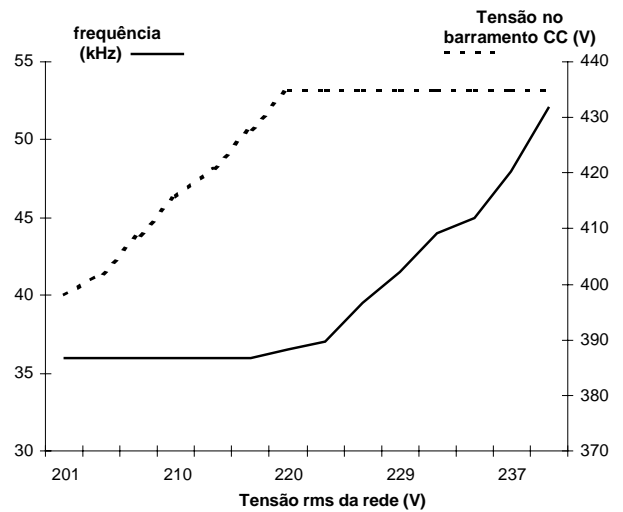


Fig. 16. Frequência de comutação e tensão do barramento CC para variações da tensão de entrada.

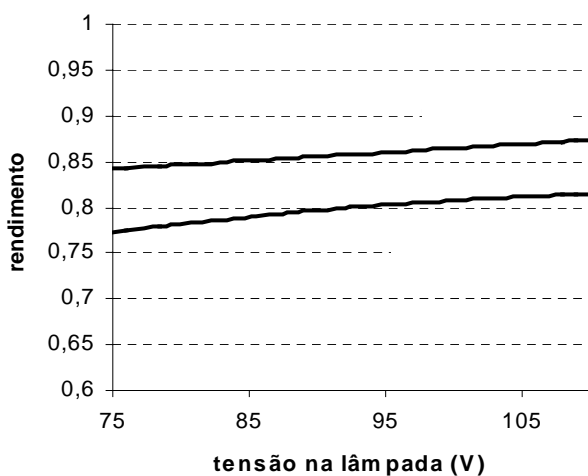


Fig. 14. Curvas de rendimento dos reatores.

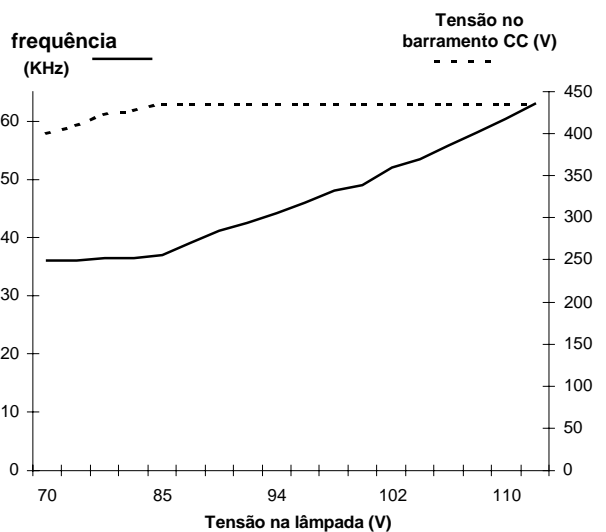


Fig. 17. Frequência de comutação e tensão do barramento CC para variações da tensão na lâmpada.

VII. CONCLUSÕES

Com o conversor BIBRED com dupla alimentação integrado a uma ponte completa, é possível obter, em um único estágio de processamento de potência, a pré-regulação do fator de potência, o controle do fluxo de potência para a lâmpada e ainda aplicar forma de onda retangular de corrente em baixa frequência na lâmpada. Foi implementado um protótipo de 70W que permitiu a comparação dos resultados com um reator eletromagnético convencional.

Um microcontrolador dedicado foi utilizado para realizar as tarefas de comando e controle, o que simplificou muito o circuito implementado, garantindo flexibilidade ao sistema.

O controle de corrente na lâmpada, durante a fase de aquecimento, possibilitou a redução no tempo de duração desta fase. Já com controle de potência da lâmpada na fase de operação normal, foi possível obter ótima regulação de potência para variações na tensão da rede e na tensão da lâmpada, além de possibilitar o controle do fluxo luminoso.

O sistema trabalha livre de ressonância acústica e sem o efeito estroboscópico. Seu circuito ignitor opera de forma a reduzir interferências eletromagnéticas, tempo de resfriamento e desgastes do circuito após a queima da lâmpada.

A redução do número de componentes, o aumento do rendimento, a redução de peso e de volume deste sistema, somado à segurança de operar sem o efeito da ressonância acústica torna esta solução, uma opção muito interessante quando comparada com algumas já propostas na literatura. Entretanto apresenta as seguintes limitações: o uso de um sensor de efeito *Hall* para a medição de corrente na lâmpada e a necessidade de se ampliar a faixa de variação de frequência caso se deseje realizar a redução na potência de operação da lâmpada mantendo a tensão no barramento constante.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Redl and J. D. Paul, "A New High Frequency and High-Efficiency Electronic Ballast for HID Lamps: Topology, Analysis, Design, and Experimental Results", in Applied Power Electronics Conference – APEC, 1999.
- [2] B-R. Lin and Y-C. Hsieh, "Dimming Control for High Intensity Discharge Lamp with Power Factor Correction", In Proc. EPE 1999.
- [3] H. Ohguchi, M. H. Ohsato, T. Shimizu, G. Kimura, H. Takagi, "A High-Frequency Electronic Ballast for HID Lamps Based on a $\lambda/4$ – Long Distributed Constant Line", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998, pp. 1023 - 1029.
- [4] M. A. C6, C. Z. Resende, D. S. L. Simonetti and J. L. F. Vieira, "Microcontrolled Electronic Gear For Low Wattage Metal Halide (Mh) And High-Pressure Sodium (Hps) Lamps" in Proc. IEEE Industry application Society Annual Meeting – IAS, 2002.
- [5] M. Gulko, D. Medini, S. Ben-Yaakov, "Inductor-Controlled Current-Sourcing Resonant Inverter and its Application as a High Pressure Discharge Lamp Driver", in Proc. Applied Power Electronics Conference – APEC, 1994, pp. 434 – 440
- [6] Peng, H. et al., "Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide (MH) Lamp And An Approach to Detect Its Occurrence", in Proc. IEEE Industry Application Society Annual Meeting – IAS, 1997, pp. 2276 – 2283.
- [7] S. Wada, A. Okada and S. Morii, "Study of HID Lamp with Reduced Acoustic Resonance's", Journal of the Illuminating Engineering Society, vol.10, No. 1, pp.162-175, Winter 1987
- [8] J. M. Alonso, C. Blanco, E. Lopez, A. J. Calleja, M. Rico, "Analysis, Design, and Optimization of the LCC Resonant Inverter as a High-Intensity Discharge Lamp Ballast", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, May 1998, pp. 573 - 585.
- [9] S. Ben-Yaakov and M. Gulko, "Design and Performance of an Electronic Ballast for high-pressure Sodium (HPS) Lamps", in Proc. Applied Power Electronics Conference – APEC, 1995, pp. 665 – 669.
- [10] P. Enjeti, L. Laskai and I. Pitel, "A Unity Power Factor Electronic Ballast for Metal Halide Lamps", in Proc. Applied Power Electronics Conference – APEC, 1994, pp. 31 – 37.
- [11] P. Van Tichelen, D. Weyen, G. Meynen, "Test Result from High Intensity Discharge Lamps With Current Supplied at 50 Hz, 400 Hz and Modulated between 15 and 35 kHz", in Proc. IEEE Industry Application Society Annual Meeting – IAS, 1996, pp. 2225 – 2230.
- [12] H. Nishimura, H. Nagase, K. Uchihashi, T. Shiomi and M. Fukuhara, "A New Electronic Ballast for HID Lamps", Journal of the Illuminating Engineering Society, Summer 1988, pp.70-76,
- [13] T. Yamauchi and T. Shiomi, "A Novel Charge Pump Power Factor Correction Electronic Ballast For High Intensity Discharge Lamps" in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998, pp. 1761-1767.
- [14] M. Shen and Z. Quian and F. Z. Peng, "A Novel Two-Stage Acoustic Resonance Free Electronic Ballast For HID Lamps", in Proc. IEEE Industry Application Society Annual Meeting – IAS, 2002.
- [15] M. A. C6, M. Brumatti, D. S. L. Simonetti and J. L. F. Vieira, "Single Stage Electronic Ballast For Hid Lamps" in Proc. IEEE Industry Application Society Annual Meeting – IAS, 2003.
- [16] M. A. C6, M. Brumatti, D. S. L. Simonetti and J. L. F. Vieira, "Single Stage Low Frequency Square Wave Electronic Ballast For Hid Lamps" in Proc. Brazilian Power Electronic Conference – COBEP 2003.
- [17] M. A. Johnston and R. W. Erickson, "Reduction Of Voltage Stress In The Full Bridge BIBRED By Duty Ratio And Phase Shift Control", in Proc. IEEE, 1994.
- [18] Simonetti, D. S. L.; Vieira, J. L.; Sousa, "G. Modeling of the high-power-factor discontinuous boost rectifiers". IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. 46, No. 4, p.788-795, August 1999.

DADOS BIOGRÁFICOS

Márcio Almeida C6 nasceu em Vitória-ES, Brasil, em 1968. Recebeu o título de engenheiro eletricista pela Universidade Federal do Espírito Santo em 1990; o título de mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina, em 1993; e o título de doutor pela Universidade Federal do Espírito Santo, em 2003, todos em Engenharia Elétrica.

Desde 1997, ele é professor no Centro Federal de

Educação Tecnológica do Espírito Santo (CEFET-ES). As suas áreas de interesse incluem fontes de alimentação chaveadas, conversores com alto fator de potência e sistema de iluminação.

Marcio Brumatti nasceu em Vila-Velha, ES, Brasil, em 1978. Recebeu o título de engenheiro eletricitista pela Universidade Federal do Espírito Santo em 2001; e o título de mestre em engenharia elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo em 2003.

Desde 2003, ele é professor no Centro Federal de Educação Tecnológica do Espírito Santo (CEFET-ES). As suas áreas de interesse incluem fontes de alimentação chaveadas, conversores com alto fator de potência e sistema de iluminação.

Domingos S. L. Simonetti nasceu em Vitória, Brasil em 1961. Recebeu o título de engenheiro pela Universidade Federal do Espírito Santo em 1984; o título de mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1987; e o título de doutor pela Universidade Politécnica de Madri, Espanha,

em 1995, todos em Engenharia Elétrica.

Desde 1984 ele é professor do departamento de engenharia elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES). Seus interesses de pesquisa incluem retificadores de alto fator de potência, filtros ativos de potência, conversores com comutação suave e acionamento de máquinas.

José Luiz de Freitas Vieira nasceu em Muqui-ES, Brasil, em 1958. Recebeu o título de engenheiro pela Universidade Federal do Espírito Santo em 1981; o título de mestre pela Universidade Federal do Rio de Janeiro em 1986; e o título de doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina, em 1993, todos em Engenharia Elétrica.

Atualmente é professor titular do departamento de engenharia elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES), onde trabalha desde 1982. É membro do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrica, onde desenvolve pesquisa em eletrônica de potência.