

# REATOR ELETRÔNICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM TENSÃO CONSTANTE NO BARRAMENTO CONTÍNUO

Ricardo O. Brioschi

Marcelo M. Lamego

José L. F. Vieira

Universidade Federal do Espírito Santo

Departamento de Engenharia Elétrica

Caixa Postal: 01-9011 - Vitória - Espírito Santo - Brasil - CEP: 29060-970

Telephone: (55-27) 3352699 Fax: (55-27) 3352650 - E-mail: [joseluz@ele.ufes.br](mailto:joseluz@ele.ufes.br)

**Resumo** - Este artigo apresenta um reator eletrônico de alto fator de potência baseado em um único estágio de processamento de potência. Através do controle da frequência de chaveamento as tensões do barramento CC e das chaves semicondutoras são mantidas constantes, independente das mudanças na tensão de entrada. Este método de controle assegura comutação sob tensão nula para a faixa da tensão de entrada especificada. Além disso, por um projeto adequado do conversor ressonante LC, a potência das lâmpadas fluorescentes pode ser mantida praticamente constante. O estágio de correção do fator de potência é formado por um conversor boost operando no modo descontínuo, o qual proporciona alto fator de potência para a rede de alimentação. As lâmpadas fluorescentes são acionadas por uma corrente senoidal não modulada gerada por um conversor ressonante LC, o qual opera acima da frequência de ressonância para garantir comutação sob tensão nula. A análise teórica e os resultados experimentais são apresentados para duas lâmpadas fluorescentes de 40W conectadas em série operando com 127V +/- 10%, 60Hz de tensão da rede. A frequência de chaveamento é variada de 25kHz a 45kHz para manter a tensão do barramento CC regulada em 410V. Os resultados experimentais confirmam a alta eficiência e o alto fator de potência deste reator eletrônico.

**Abstract** - This paper presents a high power factor electronic ballast based on a single power processing stage, with constant DC link voltage. The switching frequency is controlled to maintain constant the DC link voltage and the voltage across the switches, independently of changes in the AC input voltage. This control method assures zero voltage switching for the specified AC input voltage range. Besides, with an appropriate design of the fluorescent lamps drive circuit, the lamps power can be kept close to the rated value. The power factor correction stage is formed by a boost converter operating at discontinuous conduction mode, which naturally provides high power factor to the utility line. The fluorescent lamps are driven by an unmodulated sine wave current generated from a LC parallel resonant converter, which operates above the resonant frequency to perform zero voltage switching. Theoretical analysis and experimental results are presented for two series connected 40W fluorescent lamps operating from 127V

utility line. The switching frequency is changed from 25kHz to 45kHz to maintain the DC link voltage regulated at 410V. The experimental results confirm the high efficiency and the high power factor of this electronic ballast.

## I. INTRODUÇÃO

As lâmpadas fluorescentes têm sido as preferidas para substituir as lâmpadas incandescentes, pois além da maior vida útil elas proporcionam maior eficácia [1]. Entretanto, essas lâmpadas requerem tensão elevada de ignição durante o processo de partida, bem como limitação da corrente após a partida, pois apresentam característica de impedância negativa. O reator magnético tradicional, operando na frequência da rede, tem sido usado para resolver estes problemas. Apesar do baixo custo, estes reatores apresentam "flickering", efeito estroboscópico, maior peso e ruído audível [2,3].

Quando se opera em alta frequência, as lâmpadas fluorescentes apresentam as seguintes características [1,2,3]: aumento de cerca de 10% na eficácia luminosa reduzindo o consumo de energia, o "flickering" e o efeito estroboscópico podem ser eliminados, e o ruído audível diminui para níveis imperceptíveis. Para obter esses benefícios, bem como um menor tamanho e peso, os reatores eletrônicos são usados no lugar dos reatores magnéticos.

O melhor método para acionar uma lâmpada fluorescente é impor uma forma de onda de corrente senoidal não modulada com baixo "ripple". O fator de crista de corrente ( $I_{\text{pico}}/I_{\text{rms}}$ ) para a condição nominal de operação deve ser o menor possível, não devendo exceder a 1,7 [1]. O circuito ressonante LC paralelo tem sido utilizado para estas aplicações, pois ele garante uma forma de onda senoidal para a lâmpada com baixo fator de crista, assim como estabelece uma tensão apropriada durante o processo de partida, e garante a corrente nominal de regime permanente. Entretanto, técnicas de comutação não dissipativas são recomendadas para se alcançar altos rendimentos [4,5].

A rede elétrica pode ser utilizada de forma mais eficiente quando se tem alto fator de potência (FP) e baixa distorção harmônica total (TDH). As vantagens neste caso incluem a redução tanto da corrente eficaz da linha como da distorção harmônica da corrente da rede [6]. O alto fator de potência pode ser obtido usando dois estágios de processamento de potência. O primeiro é um estágio retificador de elevado

fator de potência, e o segundo estágio é um inversor que proporciona uma tensão alternada de elevada frequência para o acionamento das lâmpadas fluorescentes.

A correção ativa do fator de potência pode ser obtida pela utilização de um conversor boost operando como preregulador no modo de condução contínua. Neste caso a corrente no indutor boost deve seguir uma forma de onda senoidal de referência. Este método proporciona um fator de potência próximo da unidade com uma TDH menor que 5% [2].

Quando um conversor boost opera como um estágio preregulador no modo de condução descontínua, a corrente de entrada acompanha, de forma aproximada, a onda senoidal da tensão de entrada, proporcionando alto fator de potência para a rede, em baixas potências (< 300W) [7].

Entretanto, os reatores que utilizam estes métodos, necessitam de dois estágios de processamento de potência, o que aumenta o custo final e reduz a confiabilidade. Uma opção interessante para evitar esses problemas são os reatores eletrônicos com alto fator de potência baseados em um único estágio de processamento de potência [4,5,6,8,9].

Este artigo apresenta um reator eletrônico com alto fator de potência baseado em um único estágio de processamento de potência, em que o conversor boost opera no modo de condução descontínua [10,11,12]. Além disto, pelo controle da frequência de chaveamento este reator mantém a tensão do barramento CC constante. Um circuito ressonante LC é usado para acionar as lâmpadas fluorescentes com uma forma de onda de corrente senoidal não modulada.

## II. DESCRIÇÃO DO REATOR ELETÔNICO

Com o objetivo de obter um reator eletrônico simples com alto fator de potência, o estágio de correção de fator de potência e o estágio inversor de saída são combinados em um único estágio. Isto é possível pois ambos os estágios compartilham as duas chaves semicondutoras do reator eletrônico.

A tensão do barramento CC e, conseqüentemente, as tensões nas chaves são mantidas em um valor fixo, independente das variações da tensão da rede CA. Isto é obtido pelo controle da frequência de chaveamento. Pela aplicação deste método de controle, fica assegurado comutação sob tensão nula ("ZVS - Zero Voltage Switching") para a faixa de tensão de entrada especificada. Além disso, por um projeto apropriado do circuito de acionamento das lâmpadas fluorescentes, a sua potência pode ser mantida próxima do valor nominal.

O diagrama do reator eletrônico é mostrado na Figura 1. A Figura 1.a mostra o diagrama do estágio de potência. As lâmpadas fluorescentes são acionadas por um circuito ressonante  $L_r C_p$  (sendo  $C_p = C_{p1} + C_{p2}$ ) o qual opera acima da frequência de ressonância proporcionando comutação sob tensão nula. A capacitância  $C_b$  por ser bem maior do que  $C_p$  não apresenta influência de oscilação do circuito. Entretanto,  $C_b$  é o responsável pelo bloqueio do nível contínuo de tensão e corrente no circuito ressonante.

O circuito de controle, mostrado na Figura 1.b, é baseado no regulador PWM UC 3525. A frequência de chaveamento

é ajustada pela alteração da resistência equivalente do oscilador interno do circuito integrado UC 3525.

O circuito de partida, baseado em uma rede RC, atua variando a frequência de chaveamento de seu valor mínimo ao valor máximo. Desta forma, é garantido o preaquecimento dos filamentos, já que a tensão de ignição das lâmpadas fluorescentes cresce lentamente.

O circuito de proteção de sobretensão no barramento CC atua, inibindo a geração de pulsos de comando dos MOSFETs. Tal condição pode ocorrer no caso da remoção ou fim da vida útil das lâmpadas fluorescentes.

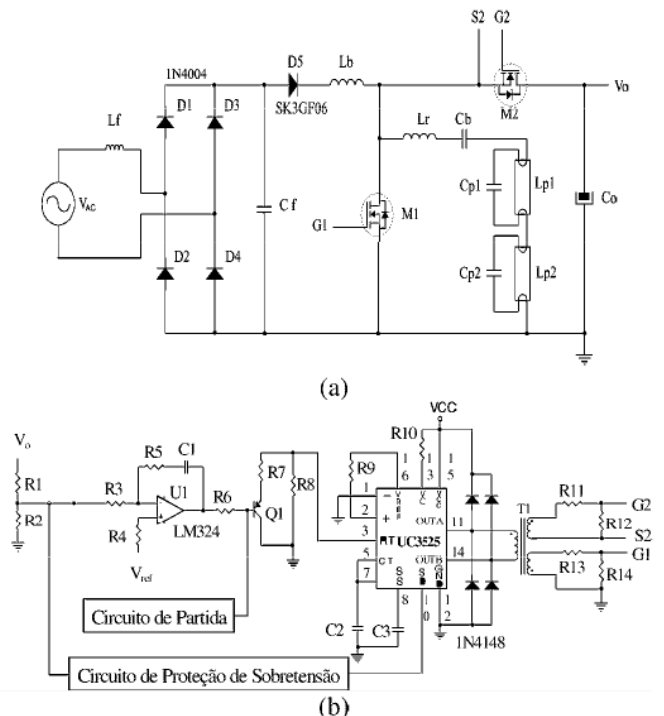


Figura 1 - Diagrama do reator eletrônico: (a) estágio de potência e (b) circuito de controle.

## III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O reator eletrônico proposto pode ser representado como sendo composto por dois conversores independentes simplificados. O primeiro é obtido quando o conversor ressonante LC é considerado como uma  $R_o$ , mostrado na Figura 2, representado um conversor boost de duas chaves operando como estágio de preregulação.

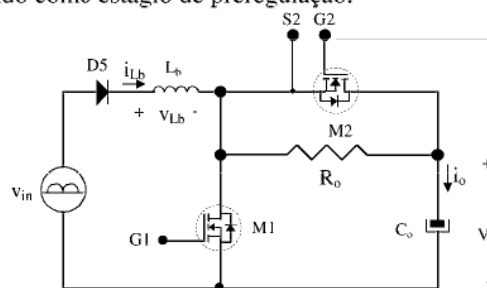


Figura 2 - Conversor boost de duas chaves.

As principais formas de onda do conversor boost de duas chaves são mostradas na Figura 3.

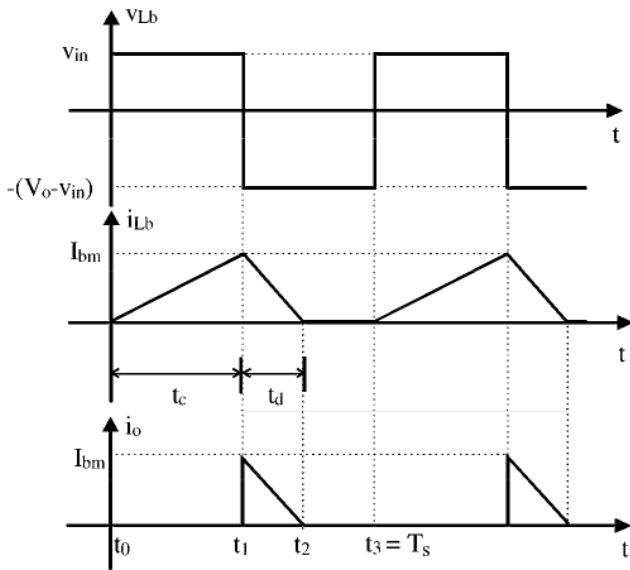


Figura 3 - Formas de onda para o conversor boost de duas chaves.

O segundo é obtido quando a capacitância  $C_o$  é grande o suficiente para ser considerada uma fonte de tensão. Desta forma, o conversor boost pode ser substituído por uma fonte de tensão de alta frequência  $V_{SW}$  de amplitude de pico a pico igual a  $V_o$ . O conversor resultante, mostrado na Figura 4, representa um conversor ressonante LC paralelo.

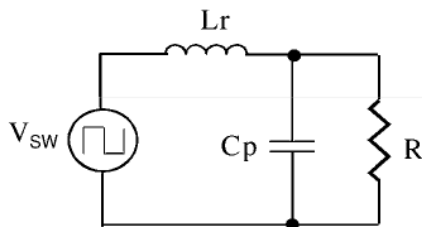


Figura 4 - Circuito LC paralelo simplificado.

#### IV. ANÁLISE RELEVANTE

As características relevantes do reator eletrônico são definidas por: fator de potência (FP) e taxa de distorção harmônica (TDH). Os principais parâmetros a serem determinados são: a indutância boost e os parâmetros ressonantes.

##### A. Fator de Potência

O fator de potência em função de  $\alpha$ , é mostrado na Figura 5 [4,5]. Onde:

$$\alpha = \frac{V_p}{V_o} \quad (1)$$

sendo:  $V_o$  - tensão do barramento CC e  
 $V_p$  - tensão de pico da rede CA.

##### B. Taxa de Distorção Harmônica (TDH)

A taxa de distorção harmônica (TDH) em função de  $\alpha$ , considerando um fator de deslocamento unitário, é mostrada na Figura 6 [4,5].

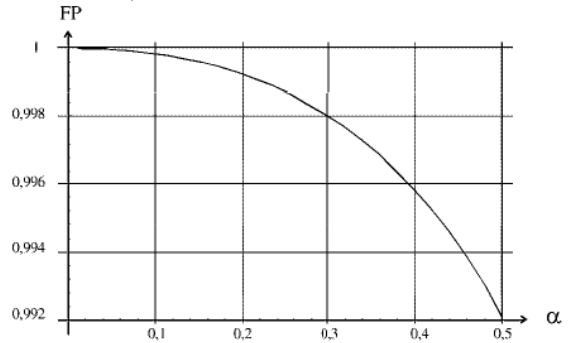


Figura 5 - Fator de potência em função de  $\alpha$ .

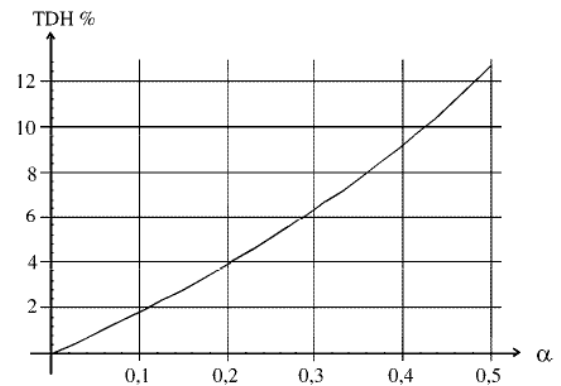


Figura 6 - TDH% em função de  $\alpha$ .

##### C. Característica de Saída Normalizada do Estágio Boost

O valor médio da corrente  $i_o$ , durante um período genérico de funcionamento, obtido a partir da Figura 3, é dado por:

$$I_{om} = \frac{v_{in}^2}{8 \cdot f_s \cdot L_b \cdot (V_o - v_{in})} \quad (2)$$

A corrente média fornecida pela fonte de alimentação  $v_{in}$  ao capacitor  $C_o$  em um ciclo da tensão de entrada retificada é obtida através da integração da equação (2):

$$I_{omT} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{om} d\theta \quad (3)$$

Pela substituição da equação (2) na equação (3), chega-se ao valor da corrente média de saída normalizada que é dada por:

$$\bar{I}_o = \frac{f_{smin}}{f_s} \int_0^{\pi} \frac{\text{sen}^2 \theta}{(\bar{V}_o - \text{sen} \theta)} d\theta \quad (4)$$

onde:

$$\bar{I}_o = \frac{I_{omT} \cdot 8\pi \cdot f_{smin} \cdot L_b}{V_p} \quad (5)$$

$$\bar{V}_o = \frac{V_o}{V_p} \quad (6)$$

$f_{smin}$  - frequência mínima de chaveamento

As características de saída normalizada em função da corrente de saída normalizada é mostrada na Figura 7, tomando-se como parâmetro a relação  $f_s/f_{smin}$ . Como pode ser visto, pelo controle da frequência de chaveamento a tensão  $V_o$  pode ser mantida constante.

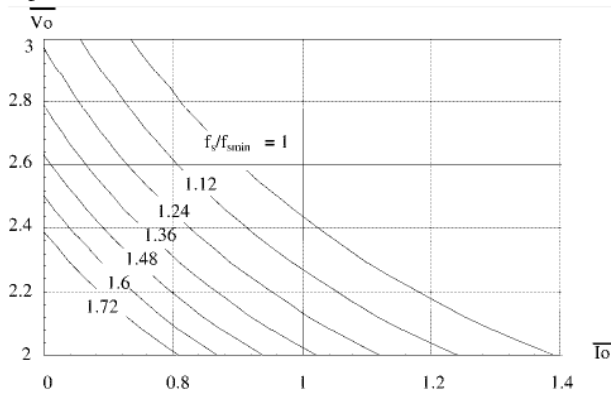


Figura 7 - Características de saída normalizada em função de  $\bar{I}_o$ , tomando-se  $f_s/f_{smin}$  como parâmetro.

#### D. Parâmetros Ressonantes

O circuito ressonante LC paralelo, mostrado na Figura 4, é um filtro passa-baixa de segunda ordem, que pode ser descrito pelas seguintes equações [2]:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_p}} \text{ - frequência natural de oscilação} \quad (7)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_p}} \text{ - impedância característica} \quad (8)$$

$$Q_L = \frac{R}{Z_o} \text{ - fator de qualidade} \quad (9)$$

$$f_r = f_o \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}}, \text{ para } Q_L \geq 1 \text{ - frequência de ressonância} \quad (10)$$

O circuito ressonante LC paralelo é alimentado por uma onda quadrada de amplitude de pico a pico igual a  $V_o$ . Sua componente fundamental, obtida pela análise de Fourier, é dada por:

$$v_1 = \frac{2 \cdot V_o}{\pi} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot f_s \cdot t) \quad (11)$$

O circuito ressonante LC paralelo pode ser projetado para operar na frequência natural de oscilação  $f_s = f_o$ , selecionado num ponto médio para a faixa de frequência a ser variada. Nesta frequência, a amplitude da componente fundamental da tensão sobre o capacitor e a corrente na lâmpada são, respectivamente [2]:

$$V_{C_p} = \frac{2 \cdot V_o \cdot Q_L}{\pi} \quad (12)$$

$$I_{lamp} = \frac{2 \cdot V_o}{\pi \cdot Z_o} \quad (13)$$

Quando as lâmpadas fluorescentes estão desligadas elas podem ser consideradas um circuito aberto. Portanto, o fator de qualidade na partida é muito alto. Como define a equação (12), a tensão sobre as lâmpadas será elevada o suficiente

para fazê-las partir. Em regime permanente, o circuito ressonante LC paralelo opera acima da frequência de ressonância ( $f_s > f_r$ ) proporcionando comutação sob tensão nula.

A potência das lâmpadas, obtida da equação (13), é:

$$P_o = \frac{R \cdot I_{lamp}^2}{2} = \frac{2 \cdot R \cdot V_o^2}{\pi^2 \cdot Z_o^2} \quad (14)$$

## V. PROCEDIMENTO DE PROJETO

Um procedimento de projeto é descrito a seguir.

#### A. Dados de Entrada

- tensão de entrada:  $V_{CA} = 127V \pm 10\%$ , 60Hz;
- frequência de chaveamento:  $25kHz < f_s < 45kHz$ ;
- potência de saída:  $P_o = 72W$ ;
- corrente nominal da lâmpada fluorescente:  $I_{op} = 0,36A$ ;

As lâmpadas fluorescentes utilizadas são do tipo F40T12, cujas características são especificadas para operação sem "starter" e frequência acima de 20kHz [13].

#### B. Seleção da Tensão do Barramento CC

Como este reator eletrônico sempre opera como um conversor boost no modo descontínuo com razão cíclica fixa, a tensão  $V_o$  deve ser maior que o dobro da máxima tensão de pico ( $V_{pm\acute{a}x} = 195V$ ) para garantir este modo de condução. Neste caso,  $V_o = 410V$ , foi selecionada.

#### C. Parâmetro $\alpha$ , Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica (TDH)

Para o caso crítico, tensão de entrada mínima e frequência mínima ( $V_{pmin} = 160V$  e  $f_{smin} = 25kHz$ ), pode-se obter  $\alpha = 0,39$ , a partir da equação (1).

Das Figuras 5 e 6, para  $\alpha = 0,39$ , resulta em: FP = 0,996 e TDH = 8,23%.

#### D. Indutância Boost

Assumindo uma variação da tensão de entrada de  $\pm 10\%$  e usando a equação (6) resulta em:  $2,54 \geq \bar{V}_o \geq 2,1$ . Da Figura 7, para uma corrente normalizada  $\bar{I}_o = 0,81$ , o que abrange toda a faixa de  $\bar{V}_o$ , e usando a equação (5) para:  $f_{smin} = 25kHz$ ,  $I_{omT} = P_o/V_o = 0,17A$  e  $V_{pmin} = 160V$ , chega-se a:  $L_b = 1,2mH$ .

#### E. Parâmetros Ressonantes

A resistência equivalente das lâmpadas é:  $R = P_o/(I_{op})^2 = 587,75\Omega$ . Da equação (14) resulta:  $Z_o = 527,32\Omega$ . Para  $f_s = f_o = 35kHz$ , e usando as equações (7) e (8) obtém-se:  $C_p = 8,63nF$ ,  $L_r = 2,4mH$ . Das equações (9) e (10) resultam:  $Q_L = 1,11$  e  $f_r = 15,19kHz$ .

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo foi construído para atender às especificações de projeto. O diagrama esquemático é

mostrado na Figura 1, cujos principais parâmetros e componentes são os seguintes:

- $L_b = 1,3\text{mH}$ , 140/8 espiras no núcleo EE 30/14, IP6 - Thornton;
- $L_T = 2,43\text{mH}$ , 112 espiras no núcleo EE 30/7, IP6 - Thornton;
- $L_f = 1\text{mH}$ , 60 espiras no núcleo EE 20/10, IP6 - Thornton;
- Transformador de pulso, 15/15/15 espiras no núcleo EE 20/10, IP6 - Thornton;
- Diodos retificadores de entrada,  $D_1 - D_4$ , 1N4004;
- Diodo rápido,  $D_5$ : SK3GF04 (Semikron);
- $M_1, M_2$ : IRF 840 (International Rectifier);
- $C_o = 220\mu\text{F}/450\text{V}$  (eletrolítico);
- $C_{p1} = C_{p2} = 10\text{nF}/630\text{V}$  (polipropileno);
- $C_f = 0,56\mu\text{F}/250\text{V}$  (polipropileno);
- $C_b = 100\text{nF}/250\text{V}$  (polipropileno).

As formas de onda experimentais foram obtidas com:  $V_{CA} = 127\text{V}$ ,  $I_{CA} = 0,632\text{A}$ ,  $f_s = 37\text{kHz}$  e  $V_o = 410\text{V}$ . As tensões e correntes de baixa frequência são mostradas na Figura 8. A tensão e corrente de entrada, que demonstram o alto fator de potência deste reator eletrônico, são mostradas na Figura 8.a. A tensão de entrada retificada  $v_{in}$  e a corrente do indutor boost, apresentando uma envoltória de 120Hz, são mostradas na Figura 8.b.

As formas de onda dos MOSFETs mostrando a comutação sob tensão nula ("ZVS") podem ser vistas na Figura 9. A corrente ressonante e a tensão de alta frequência são mostradas na Figura 10.

As características experimentais obtidas foram:  $\eta = 92\%$  (rendimento),  $FP = 0,99$  e  $TDH = 10\%$ . O fator de crista obtido na corrente da lâmpada foi de 1,37.

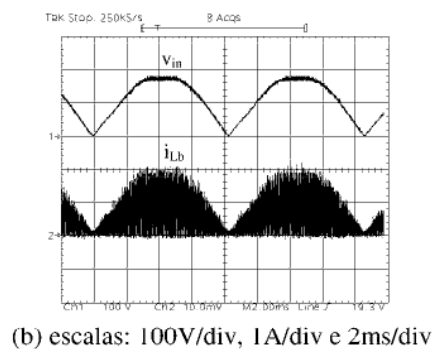
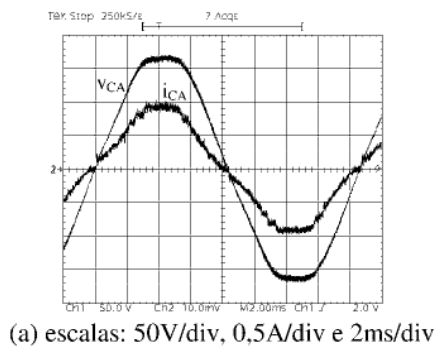


Figura 8 - Tensões e correntes de baixa frequência: (a) tensão de entrada  $v_{CA}$  e corrente  $i_{CA}$ ; (b) tensão de entrada retificada  $v_{in}$  e corrente na indutância boost  $i_{Lb}$ .

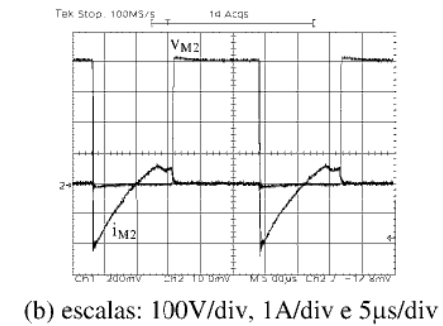
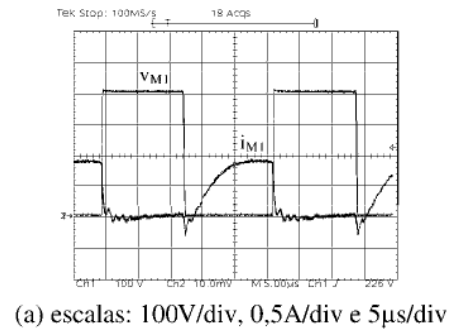


Figura 9 - Comutação dos MOSFETs: (a)  $v_{M1}$  e  $i_{M1}$ , (b)  $v_{M2}$  e  $i_{M2}$ .

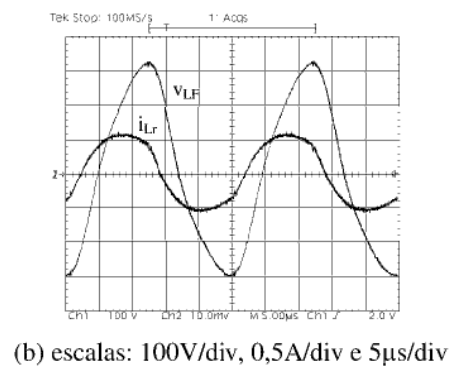
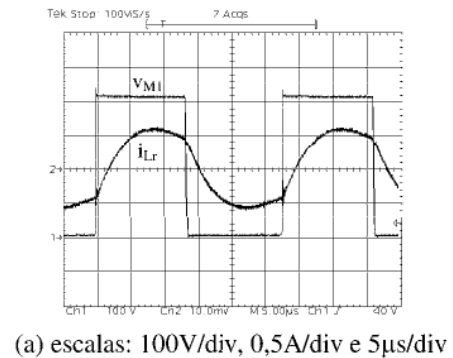


Figura 10 - Corrente ressonante  $i_{Lr}$  e: (a)  $v_{M1}$  - tensão na chave M1, (b)  $v_{Lf}$  - tensão sobre as lâmpadas fluorescentes.

A potência de saída, ou seja, das lâmpadas fluorescentes em função da tensão de entrada é mostrada na Fig. 11. Como pode ser observado, a potência de saída é mantida bem próxima do valor nominal de 72W, com um desvio de no máximo 3%, para toda faixa de variação da tensão de entrada especificada.

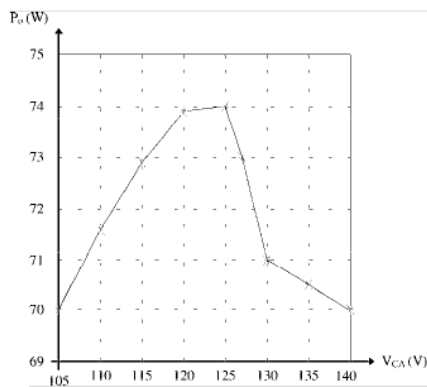


Figura 11 Potência de saída em função da tensão de entrada.

## VII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou um reator com um alto fator de potência, baseado em um único estágio de processamento de potência, com tensão fixa no barramento CC. Pelo controle da frequência de chaveamento a tensão no barramento CC é mantida constante, independente das variações da tensão na entrada. Este método de controle assegura comutação sob tensão nula para a faixa de tensão de entrada especificada. Além disso, por um projeto apropriado do circuito ressonante, a potência das lâmpadas pode ser mantida próximo do valor nominal.

O estágio de correção do fator de potência e o estágio inversor de saída compartilham as chaves semicondutoras do reator, o que torna este reator simples e compacto. A correção do fator de potência é feita pelo estágio boost, que opera em condução descontínua, o que faz a corrente de entrada acompanhar, de forma aproximada, a onda senoidal da tensão de entrada. As lâmpadas fluorescentes são acionadas com uma forma de onda de corrente senoidal não modulada gerada por um circuito ressonante LC, o qual opera acima da frequência de ressonância para garantir comutação sob tensão nula. Os resultados experimentais são apresentados para duas lâmpadas fluorescentes de 40W conectadas em série operando com 127V +/- 10%, 60Hz da tensão da rede. A frequência de chaveamento é variada de 25kHz a 45kHz para manter a tensão no barramento CC regulada em 410V. As características experimentais obtidas foram:  $\eta = 92\%$ ,  $FP = 0,99$  e  $TDH = 10\%$ . O fator de crista obtido na corrente da lâmpada foi de 1,37.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Edward E. Hammer and Terry K. McGowan, "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60Hz and High frequency", *IEEE - Transactions on Industry Applications*, Vol.IA-21, No. 1, January/February 1985, pp. 11-16.
- [2] M. K. Kazimierczuk and W. Szaraniec, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", *IEEE-Transactions on Power Electronics*, vol. 8, No. 4, October 1993, pp. 386-395.
- [3] E.C. Nho, K.H. Jee and G.H. Cho, "New Soft-Switching for High Efficiency Electronic Ballast with

Simple Structure", *Int. Journal of Electronics*, Vol.71, No.3, 1991, pp. 529-542.

- [4] J.L. Freitas Vieira, Márcio A. C6 and Luciano D. Zorzal, "High Power Factor Electronic Ballast Based on a Single Power Processing Stage", *IEEE-PESC Proc.*, 1995, pp. 687-693.
- [5] Márcio A. C6, Domingos S.L. Simonetti and J.L. Freitas Vieira, "High Power Factor Electronic Ballast Operating at Critical Conduction Mode", *IEEE-PESC Proc.*, 1996, pp. .
- [6] Ed Deng and Slobodan Cuk, "Single Stage, High Power Factor, Lamp Ballast", *IEEE-APEC Proc.*, 1994, pp. 441-449.
- [7] Kwang-Hwa Liu and Yung-Lin Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters", *IEEE-PESC Proc.*, 1989, pp.825-829.
- [8] I. Takahashi, "Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit", *IEEE-IAS Annual Meet. Proc.*, 1990, pp.1289-1294.
- [9] Joable A. Alves, Arnaldo J. Perim and Ivo Barbi, "An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamps", *IEEE - IAS Proc.*, 1996, pp. 2129-2135.
- [10] Peter N. Wood, "Electronic Ballasts Using the Cost-Saving IR2155 Driver", *Application Notes AN-995*, International Rectifier, 1994.
- [11] A. Hiramatsu, K. Yamada, F. Okamoto and M. Mitami, "Low THD Electronic Ballast with a New AC-DC Converter Operation", *Proceeding of IESNA*, 1992, pp. 341-360.
- [12] K. Shimizu, Y. Takahashi and N. Kitamira, "Electronic Ballast Circuit for Fluorescent Lamps that Reduces Circuit Harmonic", *Journal of Illuminating Engineering Society*, 1997, pp. 26-31.
- [13] NBRIEC0081, "Lâmpadas Fluorescentes Tubulares para Iluminação Geral", ABNT, Norma baseada na IEC 81/1994 e originária do Projeto 03.034.01-017 de 1996.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Ricardo de Oliveira Brioschi**, nasceu em Muniz Freire, ES, em 21/01/68. Formou-se em Engenharia Elétrica pela UFES em 1991. Obteve título de Mestre em Engenharia Elétrica pela UFES em 1997. Atualmente é Professor da Escola Técnica Federal do Espírito Santo onde atua desde 1992. Seu interesse compreende correção de fator de potência e sistemas eletrônicos de iluminação.

**Marcelo Malini Lamego**, nasceu em Vila Velha, ES, em 01/11/67. Formou-se em Engenharia Elétrica pela UFES em 1990. Obteve título de Mestre em Engenharia Elétrica pela UFES em 1993. Atualmente, é Professor Assistente do Depto. de Engenharia Elétrica da UFES onde atua desde 1994. Seu interesse compreende eletrônica de potência, sistemas de controle e sistemas adaptativos.

**José Luiz F. Vieira**, nasceu em Muqui, ES em 30/12/58. Formou-se em Engenharia Elétrica pela UFES em 1981. Obteve o título de Mestre pela COPPE/UFRJ em 1986, e o título de Doutor pela UFSC em 1993, os dois em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor titular do Depto. de Engenharia Elétrica da UFES, onde atua desde 1982. Seu interesse compreende conversores de alto desempenho, e sistemas eletrônicos de iluminação.