
REATOR ELETRÔNICO DE BAIXO CUSTO E ALTO FATOR DE POTÊNCIA

Ricardo de Oliveira Brioschi, Marcelo Malini Lamego e José Luiz Freitas Vieira

Departamento de Engenharia Elétrica
Caixa Postal: 01-9011 - Vitória - Espírito Santo - Brasil - CEP: 29060-970
Telefone: (55-27) 3352699 Fax: (55-27) 3352650
E-mail: joseluz@ele.ufes.br

Resumo: Este artigo apresenta um reator eletrônico de baixo custo e alto fator de potência projetado para acionar duas lâmpadas fluorescentes conectadas em série. O baixo custo é alcançado pela utilização de um único estágio de processamento de potência e pelo emprego da técnica auto-oscilante que utiliza o próprio indutor ressonante para a geração dos sinais de comando das chaves semicondutoras. Este reator é composto por um conversor boost operando no modo descontínuo, o qual proporciona alto fator de potência para a rede de alimentação. As lâmpadas fluorescente são acionadas por uma forma de onda de corrente senoidal não modulada de alta frequência, a qual é gerada por um circuito ressonante LC paralelo. Este reator eletrônico opera acima da frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula, o que aumenta o seu rendimento. Os resultados experimentais são apresentados para duas lâmpadas fluorescentes de 40W conectadas em série operando em 40kHz. O reator eletrônico é alimentado a partir da rede de 127V +/- 10% e 60Hz. Os resultados experimentais confirmam o elevado rendimento e o alto fator de potência deste reator eletrônico.

Abstract: This paper presents a low cost high power factor electronic ballast designed to drive two series connected fluorescent lamps. The low cost is achieved due to a single power processing stage based on a self-oscillating technique, which employs the resonant inductor to generate the drive signals. A boost converter operating in discontinuous conduction mode provides high power factor to the utility line. A self-oscillating LC parallel resonant converter yields a high frequency unmodulated sine wave current to drive the fluorescent lamps. This electronic ballast operates above the resonant frequency to perform zero voltage switching, which increases the efficiency. Experimental results have been obtained for two series connected 40W fluorescent lamps operating at 40kHz switching frequency from 127V +/- 10%, 60Hz utility line. These results confirm that the proposed electronic ballast presents high power factor and high efficiency.

1 INTRODUÇÃO

A lâmpada fluorescente tem se tornado uma importante fonte de iluminação artificial devido ao seu grande tempo de vida útil e à sua alta eficácia, quando comparada com as lâmpadas incandescentes. Entretanto, estas lâmpadas apresentam características de impedância negativa, o que requer dispositivos que atuem limitando a sua corrente, para evitar a sua destruição por corrente excessiva. Além disto, tais lâmpadas requerem elevadas tensões para sua ignição. Estes problemas têm sido resolvido pela utilização de um reator magnético. Apesar de seu baixo custo, estes reatores apresentam grande peso e volume, baixo fator de potência e efeito denominado de "flickering" (Hammer e McGowan, 1985; Kazimierczuk e Szaraniec, 1993; Nho *et alii*, 1991; Laskai e Pitel, 1995; Mahmoud, 1989; Wood, 1989).

Quando as lâmpadas fluorescentes são acionadas em altas frequências sua eficácia luminosa aumenta, o ruído audível e o "flickering" são eliminados (Hammer e McGowan, 1985; Kazimierczuk e Szaraniec, 1993; Mahmoud, 1989; Wood, 1989). Entretanto, isto requer o uso de um reator eletrônico para acionar as lâmpadas.

Com o objetivo de obter um reator eletrônico de alto fator de potência de baixo custo, um único estágio de processamento de potência tem sido utilizado (Hiramatsu *et alii*, 1992; Shimizu *et alii*, 1997; Vieira *et alii*, 1995; Có *et alii*, 1996; Deng e Cuk, 1994; Takahashi, 1990; Laskai *et alii*, 1994; Licitra *et alii*, 1991; Deng e Cuk, 1995; Blanco *et alii*, 1996; Chen *et alii*, 1996; Wood, 1994; Alves *et alii*, 1996).

Este artigo apresenta um reator eletrônico de alto fator de potência, baseado em um único estágio de processamento de potência. A topologia utilizada apresenta uma pequena modificação no esquema básico das topologias auto-oscilantes (Hiramatsu *et alii*, 1992; Shimizu *et alii*, 1997; Wood, 1994), onde se utiliza o próprio indutor ressonante para gerar, de forma auto-oscilante, os sinais de comando para as chaves semicondutoras. Desta forma, não é mais necessário a utilização de um núcleo toroidal para acionar as chaves

Artigo submetido em 29/10/97

1a. Revisão em 26/02/98; 2a. Revisão em 02/06/98

Aceito sob recomendação do Ed. Cons. Prof.Dr. Edson Watanabe

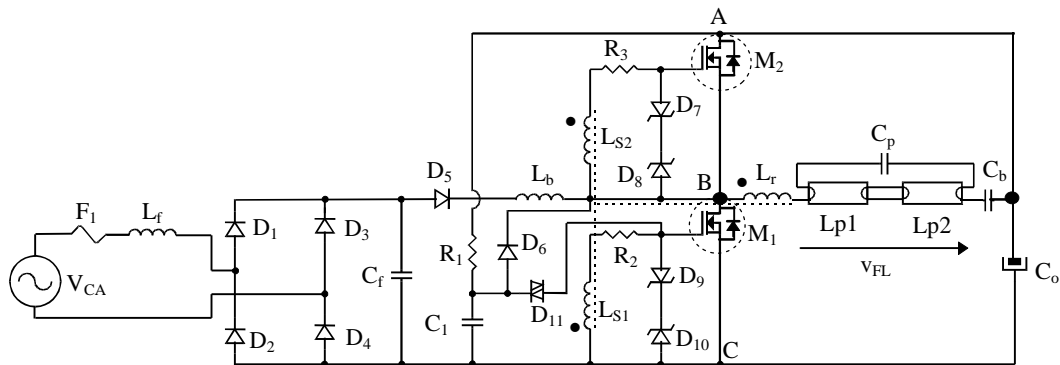


Figura 1 - Diagrama completo do reator eletrônico.

semicondutoras, reduzindo assim o custo final do reator com o aumento de sua confiabilidade.

Este reator eletrônico utiliza um conversor boost operando no modo de condução descontínua. As lâmpadas fluorescentes são acionadas por uma forma de onda de corrente senoidal não modulada de alta frequência, com baixo fator de crista, gerada por um circuito ressonante LC. O reator eletrônico opera acima da frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula ("ZVS"), o que aumenta o seu rendimento.

2 DESCRIÇÃO DO REATOR

O diagrama completo do reator eletrônico é mostrado na Figura 1. O estágio de correção de fator de potência e o circuito ressonante LC são combinados em um único estágio, permitindo que ambos estágios compartilhem as duas chaves semicondutoras do reator eletrônico.

O estágio de correção de fator de potência é formado por um conversor boost operando no modo de condução descontínua com razão cíclica constante. Para garantir este modo de operação, a tensão do barramento CC deve ser igual ou maior do que o dobro da tensão de pico da entrada. Neste modo de operação, a corrente de entrada acompanha de forma bem aproximada a onda senoidal da tensão de entrada, proporcionando alto fator de potência.

A partir do instante em que o reator é ligado à rede de alimentação, o capacitor C_1 começa a se carregar através da resistência R_1 . Quando a tensão no capacitor C_1 é suficiente para provocar a ruptura do diac D_{11} , este gera um pulso que faz com que o MOSFET M_1 entre em condução. A tensão entre dreno e "source" do MOSFET M_1 , é levada a zero, estabelecendo desta forma entre os pontos A e B, uma tensão com valor igual ao do barramento. Isto é suficiente para iniciar a oscilação no circuito ressonante, cuja frequência é determinada por L_r e C_p . As lâmpadas se comportam como um circuito aberto, portanto, a tensão sobre elas cresce de forma oscilatória. Iniciado o processo de oscilação, os enrolamentos secundários do indutor ressonante L_{S1} e L_{S2} geram tensões apropriadas para o comando dos MOSFETs. O diodo D_6 inibe a geração de pulsos adicionais de partida (Vieira,1995).

O diodo D_5 evita a circulação de corrente na frequência de chaveamento na ponte retificadora de diodos de entrada, além de bloquear as oscilações entre o capacitor de filtro de entrada C_f e o indutor boost L_b (Vieira,1995).

O circuito ressonante paralelo $L_r C_p$ estabelece uma tensão elevada durante o processo de ignição das lâmpadas, e mantém a corrente no valor nominal em regime permanente. Além

disso, este circuito define a frequência de chaveamento, que deve ser maior que a frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula. A capacitância C_b por ser bem maior do que C_p não apresenta influência significativa na frequência de oscilação do circuito. Entretanto, o capacitor C_b é o responsável pelo bloqueio do nível contínuo de tensão e corrente no circuito ressonante.

3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O reator eletrônico proposto pode ser visto como sendo composto por dois conversores independentes simplificados. O primeiro é obtido quando o circuito ressonante LC paralelo é considerado como uma resistência equivalente R_o . O conversor resultante é mostrado na Figura 2, o qual representa um conversor boost de duas chaves semicondutoras operando como estágio de pré-regulação.

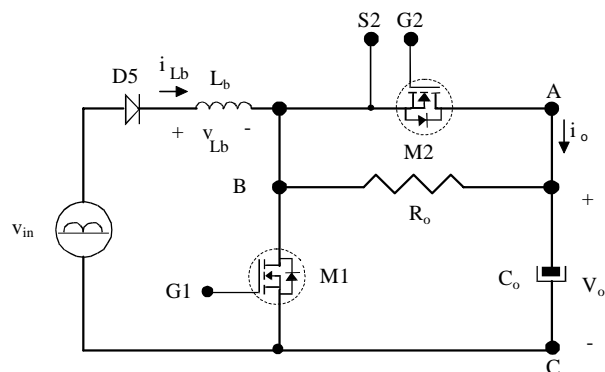


Figura 2 - Conversor boost de duas chaves semicondutoras.

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

O segundo conversor é obtido quando a capacitância C_o é grande o suficiente para ser considerado uma fonte de tensão. Desta forma, o conversor boost pode ser substituído por uma fonte de tensão de alta frequência, V_{SW} , de amplitude pico-a-pico igual a V_o . O conversor resultante é mostrado na Figura 4, o qual representa um conversor ressonante LC paralelo. Este conversor tem se mostrado muito atrativo para o uso em sistemas eletrônicos de iluminação, já que ele garante o valor apropriado de tensão para ignição das lâmpadas, e mantém a corrente de funcionamento de regime permanente no valor adequado.

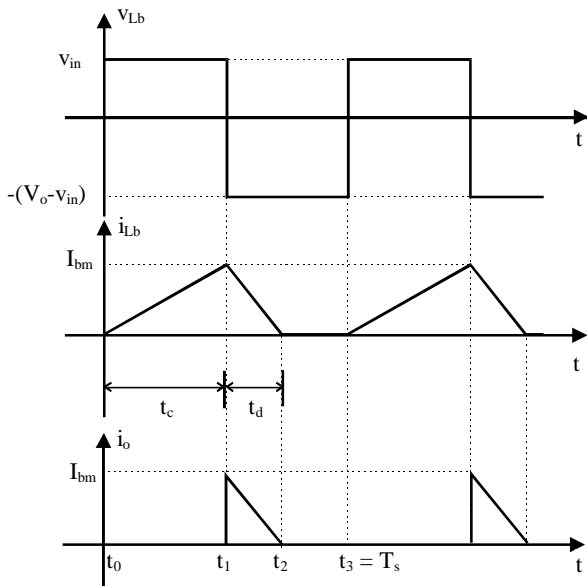


Figura 3 - Corrente no indutor boost de duas chaves semicondutoras.

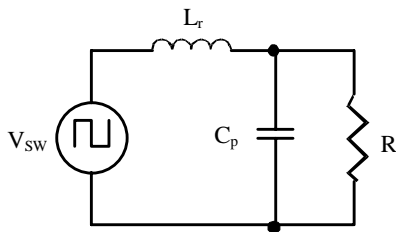


Figura 4 - Conversor ressonante LC paralelo simplificado.

4 ANÁLISE MATEMÁTICA

As características relevantes do reator eletrônico são definidas por: corrente de entrada, fator de potência e a distorção harmônica total (“THD”). Os principais parâmetros a serem determinados são: as indutâncias boost e ressonante.

4.1 Corrente na Entrada

A corrente de pico no indutor boost durante o período de chaveamento, obtida da Figura 3, é dada por:

$$I_{bm} = \frac{v_{in} \cdot t_c}{L_b} \quad (1)$$

Os tempos de crescimento e decrescimento, são obtidos pelas seguintes equações:

$$t_c = \frac{1}{2 \cdot f_s} \quad (2)$$

$$t_d = \frac{I_{bm} \cdot L_b}{(V_o - v_{in})} \quad (3)$$

Devido ao filtro de alta frequência de entrada, a corrente na rede de alimentação pode ser obtida a partir do valor médio da corrente do indutor boost, de acordo com a seguinte equação (Lui & Lin, 1989):

$$i_{CA}(\theta) = \frac{V_o}{8 \cdot L_b \cdot f_s} \left(\frac{\alpha \cdot \text{sen} \theta}{1 - \alpha \cdot \text{sen} \theta} \right) \quad (4)$$

onde:

$$\alpha = \frac{V_p}{V_o} \quad (5)$$

sendo:

V_p - Tensão de pico de entrada;

V_o - Tensão do barramento CC.

4.2 Potência de Entrada

A potência de entrada é obtida pela seguinte equação:

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{CA}(\theta) \cdot i_{CA}(\theta) \cdot d\theta \quad (6)$$

onde:

$$v_{CA}(\theta) = V_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad (7)$$

Substituindo as equações (4) e (7) em (6) resulta em:

$$P_{in} = \frac{V_o^2}{8 \cdot \pi \cdot L_b \cdot f_s} \int_0^{\pi} \left(\frac{\alpha^2 \cdot \text{sen}^2 \theta}{1 - \alpha \cdot \text{sen} \theta} \right) d\theta \quad (8)$$

4.3 Indutância Boost

A indutância boost é obtida da equação (8), considerando que a potência de saída é dada por $P_o = \eta \cdot P_{in}$, onde η é o rendimento do reator eletrônico. A indutância boost normalizada é definida por:

$$\frac{L_b}{k} = \frac{1}{P_o} \int_0^{\pi} \left(\frac{\alpha^2 \cdot \text{sen}^2 \theta}{1 - \alpha \cdot \text{sen} \theta} \right) d\theta \quad (9)$$

onde:

$$k = \frac{\eta \cdot V_o^2}{8 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (10)$$

A indutância boost normalizada como uma função de α , com P_o como parâmetro, obtida pela equação (9) é mostrada na Figura 5.

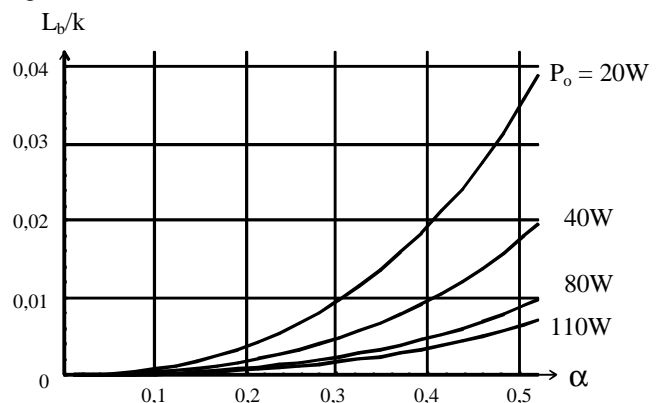


Figura 5 - Indutância boost normalizada em função de α , com P_o como parâmetro.

4.4 Fator de Potência

O fator de potência é definido por:

$$FP = \frac{P_{in}}{V_{CA_{rms}} \cdot I_{CA_{rms}}} \quad (11)$$

Considerando que a tensão de entrada não possui componentes harmônicos, o fator de potência pode ser dado por:

$$FP = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\int_0^{\pi} \left(\frac{\alpha \cdot \text{sen}^2 \theta}{1 - \alpha \cdot \text{sen} \theta} \right) d\theta}{\int_0^{\pi} \left(\frac{\alpha \cdot \text{sen} \theta}{1 - \alpha \cdot \text{sen} \theta} \right)^2 d\theta}} \quad (12)$$

O fator de potência em função de α , dado pela equação (12), é mostrado na Figura 6.

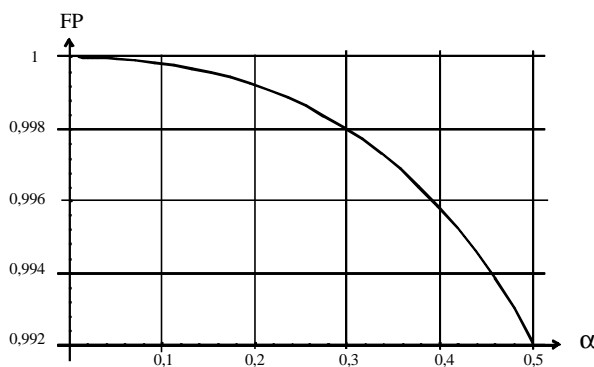


Figura 6 - Fator de potência em função de α .

4.5 Distorção Harmônica Total ("THD")

Com fator de deslocamento unitário, a distorção harmônica total pode ser definida por:

$$THD = \frac{1}{FP} \cdot \sqrt{1 - FP^2} \quad (13)$$

A distorção harmônica total ("THD") em função de α , dada pela expressão (13), é mostrada na Figura 7.

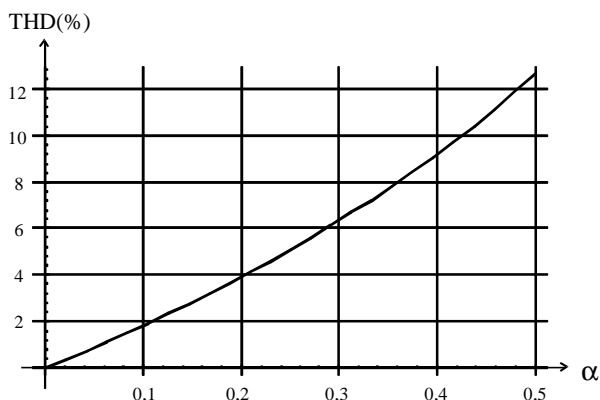


Figura 7 - Distorção harmônica total ("THD") em função de α .

4.6 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 (Kazimieczuk e Szaraniec, 1993):

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_p}} \quad (14)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_p}} \quad (15)$$

$$Q_L = \frac{R}{Z_o} \quad (16)$$

$$f_r = f_o \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}}, \text{ para } Q_L \geq 1 \quad (17)$$

onde:

f_o - frequência natural de oscilação;

Z_o - impedância característica;

Q_L - fator de qualidade na frequência natural;

f_r - frequência ressonante.

O circuito ressonante LC paralelo é alimentado por uma onda quadrada de amplitude $V_o/2$. Sua componente fundamental, obtida pela análise de Fourier, é dada por:

$$v_1 = \frac{2 \cdot V_o}{\pi} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot f_s \cdot t) \quad (18)$$

O circuito ressonante LC paralelo pode ser projetado para operar na frequência natural de oscilação $f_s = f_o$. Nesta frequência, a amplitude da componente fundamental da tensão sobre o capacitor e a corrente na lâmpada são, respectivamente dados por (Kazimieczuk e Szaraniec, 1993):

$$V_{C_p} = \frac{2 \cdot V_o \cdot Q_L}{\pi} \quad (19)$$

$$I_{lamp} = \frac{2 \cdot V_o}{\pi \cdot Z_o} \quad (20)$$

Quando as lâmpadas fluorescentes estão desligadas, elas podem ser consideradas como um circuito aberto. Portanto, o fator de qualidade na partida é muito alto. Como mostrado pela equação (19), 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 ressonante ($f_s > f_r$) proporcionando comutação sob tensão nula ("ZVS").

A potência das lâmpadas, obtida da equação (20), é:

$$P_o = \frac{R \cdot I_{lamp}^2}{2} = \frac{2 \cdot R \cdot V_o^2}{\pi^2 \cdot Z_o^2} \quad (21)$$

5 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Um procedimento de projeto do reator eletrônico, bem como um exemplo prático, é apresentado a seguir:

5.1 Dados de Entrada

- tensão de entrada: $V_{CA} = 127V \pm 10\%$, 60Hz
- frequência de chaveamento: $f_s = 40kHz$
- potência de saída: $P_o = 72W$
- corrente nominal da lâmpada fluorescente: $I_{op} = 0,36A$
- rendimento: $\eta \geq 90\%$.

As lâmpadas fluorescentes utilizadas são do tipo F40WT12, cujas características são especificadas para operação sem “starter” e frequência acima de 20kHz (NBRIEC00081, 1997).

Quando as lâmpadas fluorescentes são acionadas em altas frequências há um aumento de sua eficácia luminosa de aproximadamente 10%, ou seja, elas produzem a mesma quantidade de lúmens com uma potência 10% menor (Wood, 1989). Tendo como objetivo a economia de energia elétrica, e considerando que foram utilizadas duas lâmpadas de 40W ligadas em série, a potência de saída assumida foi de $P_o = 72W$.

5.2 Seleção da Tensão de Barramento

Como este reator eletrônico sempre opera como um conversor boost no modo descontínuo com razão cíclica constante, a tensão V_o deve ser maior que o dobro da tensão de pico de entrada. Para a tensão eficaz da rede de alimentação de 127V, correspondente a 179V de pico, a tensão de barramento escolhida foi de $V_o = 380V$. A frequência de chaveamento é determinada pelo circuito ressonante $L_r C_p$, portanto, a tensão do barramento CC variará de acordo com a tensão de entrada. Para a tensão eficaz máxima de entrada de 140V, correspondente a 195V de pico, a tensão do barramento poderá atingir a $V_{omax} = 430V$.

5.3 Parâmetros α e k , Fator de Potência e Distorção Harmônica Total (“THD”)

Para a condição nominal de operação ($V_{pnom} = 179V$ e $f_s = 40kHz$), pode-se obter a partir das equações (5) e (10): $\alpha = 0,47$ e $k = 0,132$.

Das Figuras 6 e 7 obtém-se: $FP=0,993$ e $THD=11,52\%$.

5.4 Indutância Boost

A partir da Figura 5, com $\alpha = 0,47$ e $k = 0,132$, pode-se obter: $L_b = 1,31mH$

5.5 Parâmetros Ressonantes

A resistência equivalente das lâmpadas é: $R = P_o / (I_{op})^2 = 587,75\Omega$. Da equação (21) resulta: $Z_o = 488,74\Omega$. Para $f_s = f_o$, e usando as equações (14) e (15) obtém-se: $C_p = 8,12nF$, $L_r = 1,94mH$. A partir das equações (16) e (17) obtém-se: $Q_L = 1,2$ e $f_r = 22,1kHz$.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo foi construído para atender às especificações de projeto. O diagrama completo é mostrado na Figura 1, cujos principais parâmetros e componentes são:

- $L_b = 1mH$, 120 espiras no núcleo carretel, modelo CNF-15/13,5/8-73-IP6 - Thornton;

- $L_r = 2mH$, 120/7/7 espiras no núcleo carretel, modelo CNF-28/25-100-IP6 - Thornton;
- $L_f = 1mH$, 120 espiras no núcleo carretel CNF-15/13,5/8-73-IP6 - Thornton;
- Diodos retificadores de entrada, $D_1 - D_4$ e D_6 , 1N4004;
- Diodo rápido, D_5 : SK3GF04 (Semikron);
- Diac, D_{11} : DB3
- M_1, M_2 : IRF 840 (International Rectifier);
- $C_o = 220\mu F/450V$ (eletrolítico);
- $C_p = 10nF/630V$ (polipropileno);
- $C_f = 0,56\mu F/250V$ (polipropileno).

As formas de ondas experimentais foram obtidas para: $V_{CA} = 127V$, $I_{CA} = 0,615A$, $f_s = 40kHz$ e $V_o = 380V$. As tensões e correntes na frequência da rede de alimentação são mostradas nas Figuras 8 e 9. A tensão e a corrente de entrada, que demonstram o alto fator de potência deste reator eletrônico, são mostradas na Figura 8. A tensão de entrada retificada v_{in} e a corrente do indutor boost, apresentando uma envoltória de 120Hz, são mostradas na Figura 9. As formas de onda dos MOSFETs mostrando a comutação sob tensão nula (“ZVS”) podem ser vistas na Figura 10. A Corrente ressonante e as tensões de alta frequência são mostradas na Figura 11. As correntes ressonantes do circuito LC paralelo em função da tensão rms de entrada são mostradas na Figura 12. A tensão de ignição sobre as lâmpadas pode ser vista na Figura 13. As características experimentais obtidas foram: $\eta = 93\%$, $FP = 0,99$, Fator de Crista = 1,4 e “THD” = 12%.

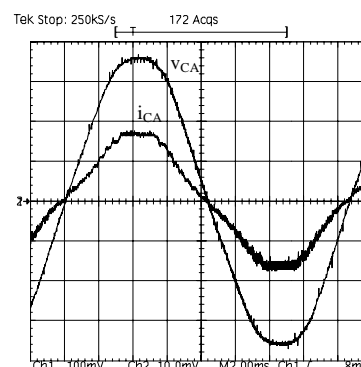


Figura 8 - Tensão e corrente de baixa frequência: tensão de entrada v_{CA} (50V/div) e corrente de entrada i_{CA} (0.5A/div); escala de tempo: 2ms/div.

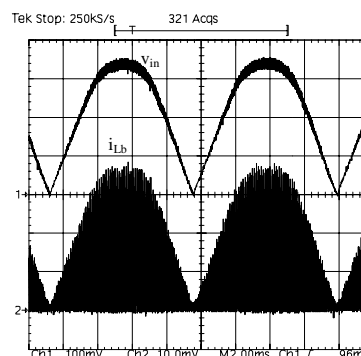
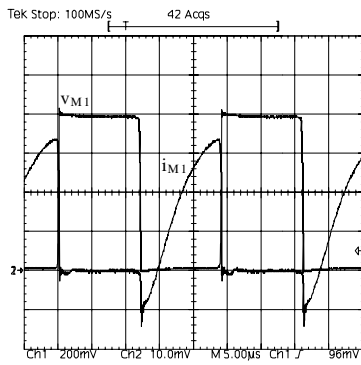
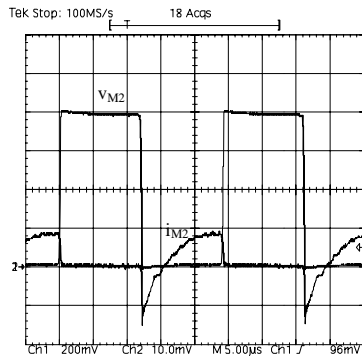


Figura 9 - Tensão e corrente retificadas: v_{in} (50V/div) e corrente no indutor boost i_{Lb} (0.5A/div); escala de tempo: 2ms/div.

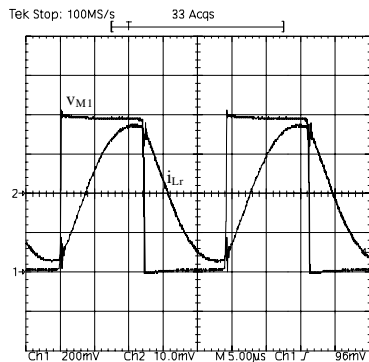


(a)

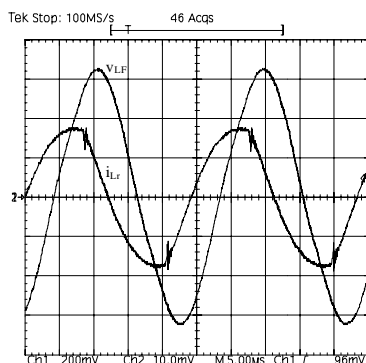


(b)

Figura 10 - Comutação dos MOSFETs: (a) v_{M1} (100V/div) e i_{M1} (0.5A/div), (b) v_{M2} (100V/div) e i_{M2} (1A/div); escala de tempo: 5µs/div.



(a)



(b)

Figura 11 - Corrente ressonante i_{Lr} (0.5A/div) e as tensões de alta frequência: (a) v_{M1} (100V/div), (b) v_{LF} (100V/div); escala de tempo: 5µs/div.

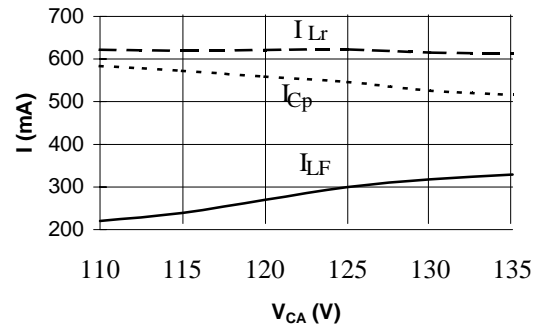


Figura 12 - Correntes ressonantes em função da tensão de entrada: I_{Lr} - corrente da indutância ressonante, I_{LF} - corrente das lâmpadas fluorescentes e I_{Cp} - corrente no capacitor paralelo;

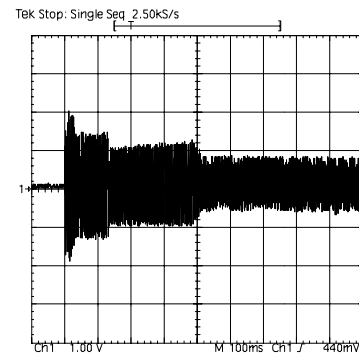


Figura 13 - Tensão de ignição sobre as lâmpadas fluorescentes (250V/div); escala de tempo: 100ms/div.

7 CONCLUSÃO

Um reator eletrônico com alto fator de potência e baixo custo, baseado em um único estágio de processamento de potência foi apresentado neste artigo. Isto foi possível permitindo que o estágio de correção do fator de potência e o circuito ressonante LC compartilhem as duas chaves semicondutoras do reator eletrônico.

Foi utilizada uma topologia com um número mínimo de componentes para reduzir o custo. O circuito de comando é auto-oscilante, e utiliza o próprio indutor ressonante para gerar os sinais de comando dos MOSFETs, o que o torna muito simples e de baixo custo.

O alto fator de potência foi obtido pelo conversor boost operando no modo de condução descontínua com razão cíclica constante, onde a corrente de entrada acompanha de forma bem aproximada a onda senoidal da tensão de entrada. Este modo de operação na topologia apresentada é assegurado quando a tensão do barramento CC é igual ou maior que o dobro da tensão de pico CA da entrada.

Os resultados experimentais foram apresentados para duas lâmpadas fluorescentes de 40W conectadas em série. A operação foi feita em 40kHz com o reator eletrônico ligado à rede de alimentação de 127V eficazes, 60Hz, considerando uma variação de tensão de entrada +/- 10%. Os resultados experimentais obtidos confirmam a realização de comutações sob tensão nula, o que se refletiu no elevado rendimento do conversor que foi de 93%. Além disso, o reator apresentou: fator de potência = 0,99, "THD" = 12% e fator de crista = 1,4. A densidade de potência apresentada pelo protótipo implementado foi de 0,68W/cm³.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Alves, J. A., Perin, A. J. & Barbi, I. (1996) "An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamps", IEEE - IAS Proc., pp. 2129-2135.
- Blanco, C., Alonso, M., López, E., Calleja, A. & Rico, M. (1996) "A Single Stage Fluorescent Lamp Ballast with High Power Factor", IEEE-APEC Proc., pp. 616-621.
- Chen, W., Lee, F. C. & Yamauchi, T. (1996) "An Improved Charge Pump Electronic Ballast with Low THD and Low Crest Factor", IEEE-APEC Proc., pp. 622-627
- Có, M. A., Simonetti, D. S. L. and Vieira, J. L. F. (1996) "High Power Factor Electronic Ballast Operating at Critical Conduction Mode", IEEE-PESC Proc.
- Deng, Ed & Cuk, S. (1994) "Single Stage, High Power Factor, Lamp Ballast", IEEE-APEC, pp.441-449.
- Deng, Ed & Cuk, S. (1995) "Single Switch, Unit Power Factor, Lamp Ballasts", IEEE-APEC Proc., pp. 670-676.
- Hammer, E. E. & McGowan T. K., (1985) "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60Hz and High frequency", IEEE - Transactions on Industry Applications, Vol.IA-21, No. 1, pp. 11-16.
- Hiramatsu, A., Yamada K., Okamoto F., Mitami M., (1992) "Low THD Electronic Ballast with a New AC-DC Converter Operation", Proceeding of IESNA, pp. 341-360.
- Kazimierczuk, M. K. & Szaraniek, W. (1993) "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", IEEE-Transactions on Power Electronics, vol. 8, No. 4, pp. 386-395.
- Laskai, L. & Pitel, Ira P. (1995) "Discharge Lamp Ballasting", IEEE-PESC, Tutorial 2, Atlanta, GA, USA.
- Laskai, L., Enjeti, P. & Pitel, I. J. (1994) "A Unity Power Factor Electronic Ballast for Metal Halide Lamps", IEEE-APEC Proc., pp. 31-37.
- Licitra, C., Malesani, L. Spiazzi, G., Tenti, P. & Testa, A. (1991) "Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballast with Unit Power Factor", IEEE-APEC Proc., pp. 953-957.
- Lui, K. & Lin, Y. (1989) "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converts", IEEE-PESC Proc., pp. 825-829.
- Mahmoud, M. I. (1989) "Design Parameters for High Frequency Series Resonance Energy Converters Used as Fluorescent Lamp Electronic Ballast", EPE Proc., pp. 367-371.
- NBRIEC00081 (1997), "Lâmpadas Fluorescentes Tubulares para Iluminação Geral", ABNT, Norma baseada na IEC 81/1994 e originária do Projeto 03.034.01-017 de 1996.
- Nho, E. C., Jee, K. H. & Cho, G. H. (1991) "New Soft-Switching for High Efficiency Electronic Ballast with Simple Structure", Int. Journal of Electronics, Vol.71, No.3, 1991, pp. 529-542.
- Shimizu, K., Takahashi, Y. & Kitamura, N. (1997) "Electronic Ballast Circuit for Fluorescent Lamps that Reduces Circuit Harmonics", Journal of Illuminating Engineering Society, pp. 26-31.
- Takahashi, I. (1990) "Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit", IEEE-IAS Annual Meet. Proc., pp.1289-1294.
- Vieira, J. L. F. (1995) "Reatores Eletrônicos de Alto Fator de Potência com Único Estágio de Processamento de Potência para Lâmpadas Fluorescentes", Tese para Professor Titular, UFPB.
- Vieira, J. L. F., Có, M. A. & Zorzal, L. D. (1995) "High Power Factor Electronic Ballast Based on a Single Power Processing Stage", IEEE-PESC Proc., pp. 687-693.
- Wood, P. N. (1994) "Electronic Ballasts Using the Cost-Saving IR2155 Driver", Application Notes AN-995A, International Rectifier.
- Wood, P. N. (1989) "High Frequency Discharge Lamp Ballasts Using Power MOSFETs, IGBT's and High Voltage Monolithic Drivers", PCI Proc., pp.307-325.