

# REATOR ELETRÔNICO PARA DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES DE 110W COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE E ALTO FATOR DE POTÊNCIA

Anderson Soares André e Arnaldo José Perin  
Universidade Federal de Santa Catarina  
INEP – Instituto de Eletrônica de Potência  
Caixa Postal : 5119  
88040-970 - Florianópolis – SC - Brasil

## Electronic Ballast for Two 110W Fluorescent Lamps With Dimmer Control and High Power Factor

**Abstract** – This paper presents a topology for an electronic ballast with two 110W lamps, which has the following features: the lamps can be replaced with the circuit powered, high input power factor, lights are automatically dimmed by a LDR sensor when the amount of daylight in a office is increased, and a movement detector ensures the lights to be automatically switched off when the offices are unoccupied and automatically switched on when occupied.

**Resumo** – Este artigo apresenta a topologia de um reator eletrônico utilizado para alimentar duas lâmpadas fluorescentes de 110W, apresentando como principais características a possibilidade de substituição das lâmpadas com o circuito energizado, alto fator de potência na entrada, controle de luminosidade via sensor LDR e desligamento automático via sensor infravermelho quando o ambiente a ser iluminado não estiver sendo ocupado.

## I. INTRODUÇÃO

A utilização racional da energia elétrica é sem dúvida alguma um tópico de constante preocupação nos dias atuais. Desta forma, cresce a busca de alternativas, ou tecnologias, que levem ao melhor aproveitamento das fontes de energia existentes. Sendo a iluminação artificial responsável pelo consumo de uma fração considerável de toda a energia gerada, torna-se interessante investir em um sistema de iluminação que possa proporcionar, dentre outras vantagens, uma grande economia de energia. Deste modo, propõe-se neste trabalho um reator eletrônico para duas lâmpadas fluorescentes de 110W alimentado a partir da rede de 220V. O reator eletrônico possui como principais características: alto fator de potência na entrada, interruptores do inversor com comutação não dissipativa do tipo ZVS, isolamento galvânico, tensão senoidal de alimentação das lâmpadas, possibilidade de troca de uma das lâmpadas com a outra funcionando, ausência de efeito estroboscópico e ruído audível, elevado rendimento e controles automáticos de presença e de luminosidade.

## II. ESTÁGIO DE ENTRADA

A fim de preservar a qualidade da energia fornecida pela rede elétrica torna-se interessante a utilização de um estágio de entrada que proporcione alto fator de potência. Para tanto, foi utilizada a estrutura mostrada na Fig. 1, que é baseada em um conversor boost operando em modo de condução descontinua [1].

Tal estrutura foi adotada por apresentar as seguintes características :

- a) alto fator de potência;
- b) fácil controle, pois não é necessário monitorar a corrente;
- c) baixo custo;
- d) permite a variação da tensão de barramento.

A variação da tensão de barramento é importante, porque é através dela que se obtém, com baixo custo, uma variação parcial da luminosidade emitida pela lâmpada. A variação da tensão de barramento é realizada através de um LDR inserido no comando, que varia a tensão de referência do controlador PI utilizado (ver Fig. 2). Assim, um aumento na luminosidade incidente no LDR provoca uma diminuição na razão cíclica do conversor boost, diminuindo assim a tensão no barramento CC e consequentemente a potência entregue à lâmpada. O circuito de controle, porém, provê uma tensão de 400V no barramento no momento em que se energiza o reator, mesmo que a luminosidade ambiente seja grande, a fim de garantir a ignição da lâmpada.

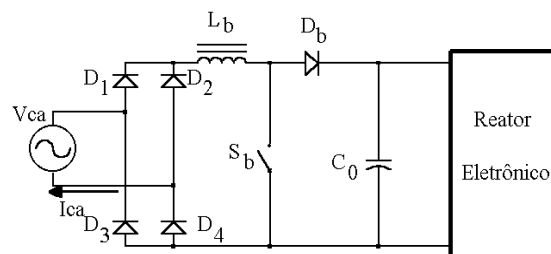


Fig. 1 - Estágio de Entrada.

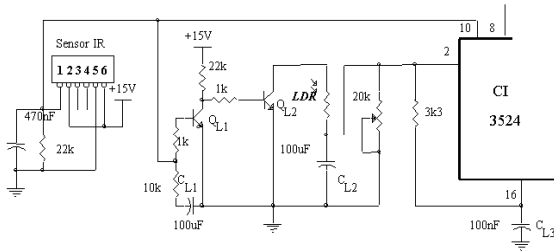


Fig. 2 - Circuito de Controle.

Quando a incidência luminosa sobre o LDR é máxima, obtém-se a menor tensão de barramento possível, no caso 311V, e isto permite que se obtenha uma economia de até 50% no consumo de energia elétrica com uma redução correspondente de luminosidade, quando houver luz natural.

O sensor infravermelho, IR, é utilizado para inibir os pulsos de gatilho dos transistores. Ou seja, após um determinado tempo, que pode ser dimensionado de acordo com o projeto, sem a presença de movimento no ambiente, as lâmpadas são desligadas. Elas serão imediatamente religadas quando alguém entrar no ambiente. Optou-se por um sensor infravermelho comercial fabricado pela Heimann Optoelectronics GMBH.

A inibição dos pulsos de gatilho nos dois estágios via sensor IR é feita conectando-se de maneira adequada o sinal de saída do sensor ao pino 10 do circuito integrado 3524, que é utilizado no comando dos dois estágios de processamento de energia.

Ainda na Fig. 1, pode-se identificar a ponte retificadora que pode ser composta por diodos lentos desde que se insira um pequeno capacitor de filtro, antes ou após a ponte retificadora.

O indutor  $L_b$  é dimensionado como sendo sempre menor que a máxima indutância que garante condução descontinua. O capacitor  $C_0$  utilizado foi um capacitor eletrolítico de 330 $\mu$ F/450V.

O transistor  $S_b$  adotado foi o mosfet IRFP460 e Db um diodo rápido do tipo MUR 460.

### A. Resultados Experimentais

Nas Figs. 3 à 5 são mostrados resultados experimentais do estágio de entrada. Na Fig. 3 apresenta-se a forma de onda da corrente no indutor  $L_b$ . Verifica-se a comutação em alta frequência e que os picos de corrente seguem naturalmente a forma de onda da tensão de entrada.

Através da Fig. 4, onde são apresentadas a tensão de gate do transistor  $S_b$  e mais uma vez a corrente em  $L_b$ , pode-se observar que, mesmo no ponto mais crítico, ainda garante-se a descontinuidade desta corrente.

A Fig. 5 apresenta a tensão e a corrente de entrada. Observa-se que o defasamento entre elas é quase nulo. Através da mesma figura observa-se que há uma distorção na corrente de entrada, a qual não compromete demasiadamente o fator de potência [1]. O fator de

potência alcançado foi de aproximadamente 0,94.

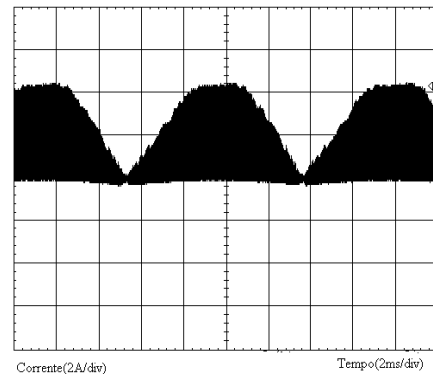


Fig. 3 – Corrente em  $L_b$ .

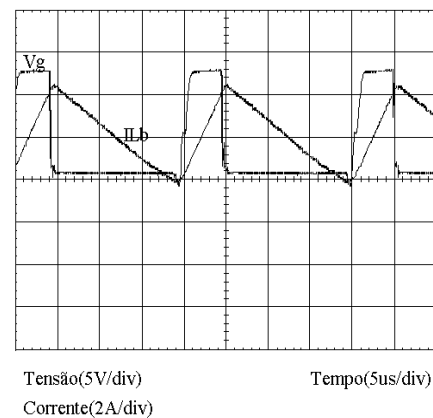


Fig. 4 – Corrente em  $L_b$  e Tensão de Gate de  $S_b$ .

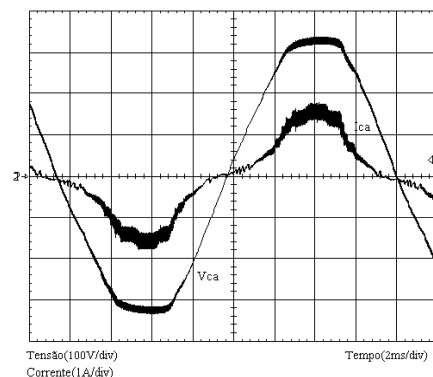


Fig. 5 – Tensão e Corrente na Entrada.

### III. ESTÁGIO INVERSOR

A topologia apresentada na Fig. 6 é uma opção bastante interessante porque deseja-se isolamento galvânico entre a lâmpada e o conversor e consiste basicamente de um inversor meia ponte seguido de um filtro e um transformador [2].

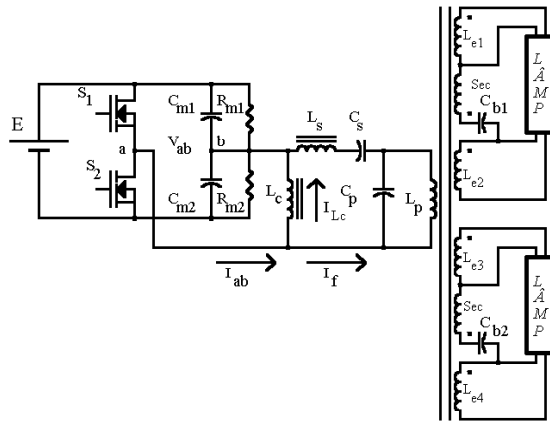


Fig. 6 – Estágio Inversor.

Como pode-se observar, a corrente  $I_{ab}$  é formada pelo somatório das correntes  $I_f$  e  $I_{Lc}$ , que correspondem respectivamente a corrente que atravessa o filtro, tendo uma forma senoidal, adiantada em relação à  $V_{ab}$ , já que a corrente possui característica capacitiva devido a contribuição de  $C_b$  e a corrente no indutor de ajuda à comutação, tendo uma forma triangular. As formas de onda dessas duas correntes podem ser vistas na Fig. 7.

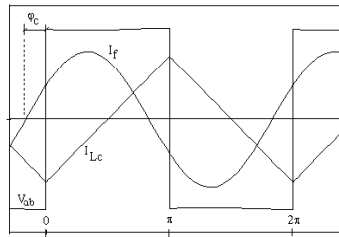


Fig. 7 - Correntes  $I_f$  e  $I_{Lc}$  e Tensão  $V_{ab}$ .

Para escolha da topologia do filtro [3], que pode ser observada em detalhe na Fig. 8, composto por  $L_s$ ,  $C_s$ ,  $L_p$  e  $C_p$ ; dois fatores principais foram considerados:

- 1º - ótima atenuação das harmônicas de ordem superior.
- 2º - garantia de tensão constante mesmo com a variação da carga. Esta característica é fundamental para sistemas com mais de uma lâmpada, pois em caso de falha de uma ou mais delas, as demais podem operar normalmente.

Como pode-se observar na topologia apresentada na Fig. 6, a indutância do transformador de isolamento/ajuste da tensão é usada como elemento do filtro. O ganho de tensão do filtro é dado pela equação (1).

$$G = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - xr \left(2 - \frac{1}{\omega^2} - \omega^2\right)\right]^2 + \frac{1}{Q^2} \cdot \left(\omega - \frac{1}{\omega}\right)^2}} \quad (1)$$

Onde :

Q - fator de qualidade do filtro.

xr - relação entre os elementos do ramo.

$\omega$  - relação entre as frequências angulares de comutação e de ressonância.

As relações entre estas grandezas são mostradas abaixo:

$$Q = \omega r \cdot C_s \cdot R_{eq} \quad (2)$$

$$\omega = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (3)$$

$$xr = \frac{L_s}{L_p} = \frac{C_p}{C_s} \quad (4)$$

$$\omega r = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (5)$$

Onde:

$R_{eq}$  - resistência equivalente de carga [ $\Omega$ ].

$\omega_s$  - frequência angular de comutação [rad/s].

$\omega_r$  - frequência angular de ressonância [rad/s].

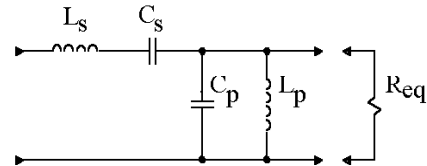


Fig. 8 - Topologia do Filtro de Harmônicas.

Com a equação (1) pode-se traçar o ábaco da Fig. 9, através do qual pode-se observar que operando-se com  $\omega=1$ , ou seja, com a frequência de comutação igual a frequência de ressonância do filtro, mesmo com uma grande variação de Q, o ganho de tensão do filtro continua sendo unitário. Nesta situação tem-se a condição de poder variar a carga mantendo-se a tensão de saída do filtro constante.

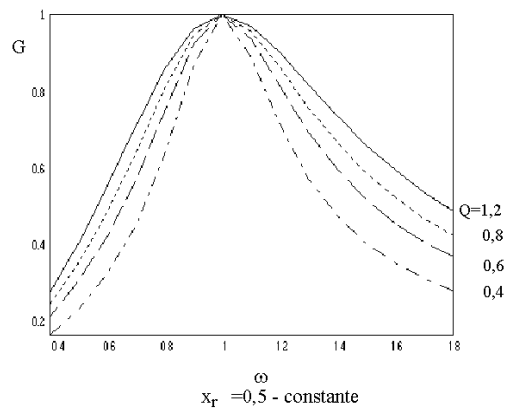


Fig. 9 – Relação entre ganho de tensão e  $\omega$  tendo Q e xr como parâmetros.

O percentual de distorção das harmônicas de ordem superior é dado por:

$$H_n \% = \frac{V_o(nS)}{V_o(S)} = \frac{\sqrt{\left[1 - x_r \left(2 - \frac{1}{\omega^2} - \omega^2\right)\right]^2 + \frac{1}{Q^2} \left(\omega - \frac{1}{\omega}\right)^2}}{\sqrt{\left[1 - x_r \left(2 - \frac{1}{n^2 \omega^2} - \omega^2\right)\right]^2 + \frac{1}{Q^2} \left(n\omega - \frac{1}{n\omega}\right)^2}} \cdot \frac{100}{n} \quad (6)$$

Onde :

$n$  – ordem da harmônica.

A função do capacitor ballast ( $C_b$ ) é propiciar uma queda de tensão adequada, limitando e estabilizando a corrente na lâmpada após sua ignição. A princípio, qualquer elemento passivo poderia realizar estas funções [4], mas o capacitor tem a vantagem de ser mais econômico e não apresentar perdas por aquecimento.

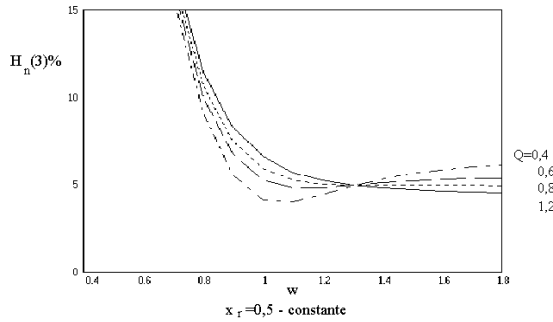


Fig. 10 - Relação Entre Percentual de Distorção Harmônica e  $\omega$ .

O valor de  $C_b$  em função dos parâmetros do circuito é:

$$C_b = \frac{1}{\omega_s \cdot R_L \cdot \sqrt{\frac{V_{ig}^2}{V_L^2} - 1}} \quad [F] \quad (7)$$

Onde:

$R_L$  - resistência equivalente da lâmpada [ $\Omega$ ].

$V_{ig}$  - tensão de ignição da lâmpada [V].

$V_L$  - Tensão nominal de operação da lâmpada [V].

O valor de  $L_c$ , para que a corrente  $I_{ab}$  tenha característica indutiva, deve ser tal que, para  $i_{ab}(t)=0 \Rightarrow \omega t > 0$ . O seu valor será crítico quando para  $i_{ab}(t)=0 \Rightarrow \omega t = 0$ . Neste caso, o seu valor crítico é igual a:

$$L_{c \text{ crit}} = \frac{1,15 \cdot E}{I_{f \text{ max}} \cdot \sin \varphi_c \cdot f_s \cdot \pi^2} \quad (8)$$

Onde  $\varphi_c$  é o ângulo de defasagem da carga e  $I_{f \text{ max}}$  é a corrente de carga referida ao primário do transformador. Sendo “a” a relação de transformação, obtêm-se:

$$I_{f \text{ max}} = \frac{I_{\text{carga}} \cdot \sqrt{2}}{a} \quad (9)$$

Vale também citar que nesta topologia o transformador possui cinco funções distintas:

- 1ª - Realiza o isolamento galvânico entre o circuito e a carga.
- 2ª - Adapta a tensão fornecida pela fonte à tensão necessária para a ignição da lâmpada.
- 3ª - Sua indutância magnetizante  $L_P$  é aproveitada como um elemento do filtro.
- 4ª - Possibilita a ligação de várias lâmpadas através da adição de enrolamentos secundários para cada lâmpada. Deste modo, têm-se a independência de funcionamento de cada lâmpada.
- 5ª - Através de enrolamentos auxiliares ( $L_{e1}$  e  $L_{e2}$ ), o transformador pode fornecer a tensão necessária para o aquecimento dos eletrodos das lâmpadas, que possibilita a ignição da lâmpada com uma baixa tensão, pela injeção de elétrons na coluna de descarga por emissão iônica [5]. Quando opera-se a lâmpada sem aquecimento dos eletrodos, ela perde 8 horas de sua vida útil a cada partida [6].

#### A. Exemplo de Projeto

Para comprovar a metodologia adotada e observar o comportamento do circuito, projetou-se um protótipo para duas lâmpadas fluorescentes de 110W com o inversor operando a uma frequência de comutação de 20kHz, razão cíclica 0,5, de acordo com a Fig. 6, com os seguintes dados:

LÂMP - lâmpada fluorescente tubular de 110W,  
ponto de operação :  $I_L=800\text{mA}$   $V_L=135\text{V}$ .

$L_{e1}, \dots, L_{e4}$  - enrolamentos de aquecimento de eletrodos (3V).

Sec - enrolamentos secundários (330V).

E - Tensão de barramento (311V ~ 400V).

$L_P=14,8\text{mH}$   $R_{m1}, R_{m2}=150\text{k}\Omega$   $L_S=2,96\text{mH}$

$C_S=22\text{nF}$   $L_c=500\mu\text{H}$   $S_1, S_2=\text{IRF840}$

$C_{b1}, C_{b2}=18\text{nF}$   $C_{m1}, C_{m2}=2,2\mu\text{F}$   $C_P=3,9\text{nF}$

#### B. Resultados Experimentais

Um protótipo, cujo circuito de comando é mostrado na Fig. 11, foi implementado em laboratório. As formas de onda mais relevantes são apresentadas nas Figs. 12 à 15.

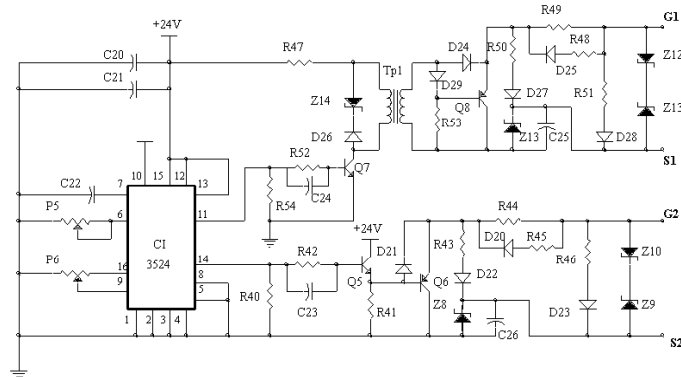


Fig. 11 – Circuito de comando do inversor.

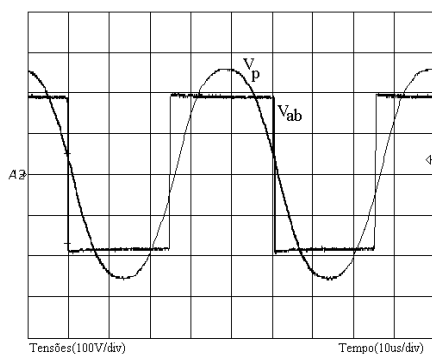


Fig. 12 – Tensões antes e após o filtro.

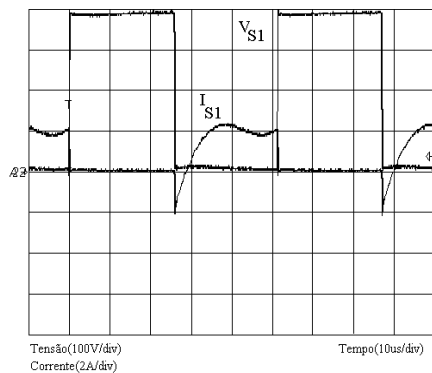


Fig. 13 – Tensão e corrente em S1.

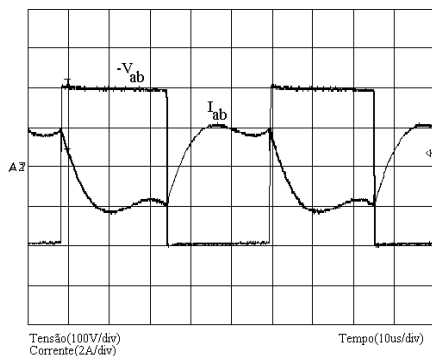


Fig. 14 – Tensão e corrente entre os pontos A e B.

Na Fig. 12 pode-se observar a qualidade da tensão  $V_p$ , na saída do filtro.

Na Fig. 13 vê-se a tensão e a corrente em um dos interruptores. A condução do diodo em anti-paralelo com o Mosfet fica evidenciada, garantindo a comutação ZVS.

Através da Fig. 14 pode-se observar a corrente  $I_{ab}$  que é composta pelas correntes  $I_f$  e  $I_{Lc}$  indicadas na Fig. 7.

Finalmente, na Fig. 15 são apresentadas a tensão e a corrente na lâmpada, que resultaram dentro dos valores de projeto.

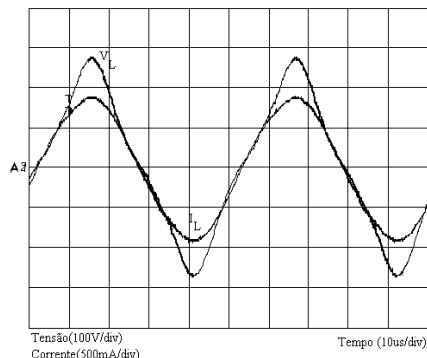


Fig. 15 – Tensão e corrente na lâmpada.

### C. Rendimento

O rendimento do estágio inversor foi de 94% que, associado ao rendimento do boost, proporcionou um rendimento global de aproximadamente 88%.

O protótipo implementado foi comparado com um reator magnético convencional para duas lâmpadas de 110W, com correção de fator de potência, sendo que os resultados obtidos são apresentados a seguir.

TABELA I

Tabela comparativa entre protótipo e reator convencional.

Medida	Reator Convencional	Reator Eletrônico
Potência	96,2	105,3

entregue a lâmpada (W)		
Rendimento (%)	82,43	87,8
Fator de potência	0,949	0,941
Temperatura (°C) (@ $T_a = 25^\circ\text{C}$ )	62,5	Transistor: 62,1 Ls : 25,5 Lc : 44,6 Trafo : 23,4

#### IV. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma topologia para reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes, apresentando-se resultados de experimentação.

O reator pode ser dividido em dois estágios distintos : o estágio de entrada e o estágio do inversor.

O estágio de entrada é baseado em um conversor boost operando à 50kHz em modo de condução descontínua, cuja tensão de saída é variada através de um LDR usado como sensor de luminosidade ambiente a fim de controlar a potência entregue às lâmpadas de maneira simples, eficiente e barata. O conversor boost implementado apresentou como inconvenientes os fatos de permitir a variação de tensão de barramento apenas dentro da estreita faixa entre 311V e 400V e também permitir uma elevação excessiva da tensão de barramento quando as duas lâmpadas são retiradas dos sistema, por estar trabalhando em modo DCM.

O estágio de saída é baseado em um inversor meia-ponte que através de um filtro e um transformador entrega às lâmpadas uma tensão senoidal de alta frequência, de qualidade, sem problemas com sobretensões, caso ocorram falhas com as lâmpadas. Este estágio apresenta bom rendimento principalmente quando opera com potência nominal devido à comutação suave dos transistores propiciada pelo uso do indutor  $L_c$ . Porém, quando opera-se o inversor sem lâmpadas ou com apenas uma delas, ocorre um pequeno aumento nas perdas em condução, já que a corrente  $I_{ab}$  torna-se maior devido à contribuição de  $I_{Lc}$ .

Estudos posteriores à realização do protótipo comprovaram que quando deseja-se uma ampla faixa de variação de potência entregue a lâmpada a topologia adotada não apresenta bons resultados, por permitir a extinção do arco em baixas potências. Caso deseje-se trabalhar com potências menores que 40% da potência nominal, deve-se utilizar topologias ressonantes.

Através do protótipo implementado em laboratório observou-se que os controles automáticos de presença e de luminosidade mostraram-se eficientes apesar da simplicidade e, aliados ao bom rendimento dos conversores utilizados, propiciam grande economia de energia elétrica. Alguns experimentos efetuados mostraram que, dependendo do local de instalação, estas

duas características podem propiciar uma economia de energia superior à 80%, quando comparado ao mesmo reator sem estes controles [7].

A economia de energia elétrica pode ser ainda maior caso considere-se o fato de que a lâmpada fluorescente, quando alimentada em alta frequência, emite um fluxo luminoso maior que o emitido quando a lâmpada é alimentada em baixa frequência. Isto permite que se trabalhe com uma potência até 30% menor que a potência nominal da lâmpada, preservando-se o fluxo luminoso [8],[9].

Vale também lembrar que ao desativar-se somente os sinais de comando dos conversores que compõe o reator sem cortar a alimentação de entrada, diminui-se os transitórios de partida porque os capacitores de barramento mantêm-se carregados com a tensão de pico da rede.

Numa análise global do sistema pode-se destacar a completa ausência de ruídos audíveis e do efeito estroboscópico, o fato do reator ser auto protegido contra problemas causados por curto-circuito nas lâmpadas ou quebra das mesmas e também a possibilidade de se trocar uma das lâmpadas com a outra funcionando. Esta última característica propicia um maior conforto ao usuário, que não corre o risco de ficar num ambiente mal iluminado.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] I. Barbi; A. F. de Souza, “Correção de fator de potência de fontes de alimentação”, Curso – UFSC, Florianópolis – 1995.
- [2] A. S. André, “Reator eletrônico para duas lâmpadas fluorescentes de 110W com controle de luminosidade e alto fator de potência”, Dissertação de Mestrado, UFSC – Florianópolis, 1997.
- [3] D. Tadese; F. P. Dawsow; S.B. Dewan, “A comparasion of power circuits topologies and control techniques for a high frequency ballast”, IEEE-IAS/93, Anais, pp2341-2347.
- [4] P. A. S. Junior, “Sistema eletrônico para iluminação fluorescente – Análise, projeto e implementação”, Dissertação de Mestrado, UFSC – Florianópolis, 1994.
- [5] R. R. Verderber; O. Morse; F. M. Rubistein, “Performance of electronic ballast and controls, with 34 and 40 Watt F40 fluorescent lamps”, IEEE-IAS/88, Anais, pp: 1825-1834.
- [6] R. G. Young, “Factors influencing fluorescent lamp color”. Journal of Illuminating Engineering Society, New York, Julho de 1982.
- [7] Automatic Light Switch News – Unlighting Unoccupied Spaces. Editado por : Mytech, 706 Brentwood Street. Austin, Texas 78752-4052.
- [8] P. A. S. Junior; D. A. R. Caballero; A. J. Perin; I. Barbi, “Reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes”, SEP 95, UFSC – Florianópolis, pp: 133-140.
- [9] W. Kaiser, “Conversor eletrônico de elevada eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares – Uma metodologia de projeto”, Tese de Doutorado, USP – São Paulo, 1988.