

# REATOR ELETRÔNICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA OPERANDO EM CONDUÇÃO CRÍTICA DE CORRENTE

Márcio A. Có, Domingos S. L. Simonetti e José Luiz F. Vieira

Universidade Federal do Espírito Santo

Depto. de Engenharia Elétrica, LEPAC, CP: 01-9011, 29060-970, Vitória, ES

Tel: (027) 335.2699, Fax: (027) 335 2650, E-Mail: [joseluiz@ele.ufes.br](mailto:joseluiz@ele.ufes.br)

**RESUMO** - Este trabalho apresenta um reator eletrônico de alto fator de potência com baixos índices de perdas de potência devido ao chaveamento. A topologia proposta utiliza apenas um estágio de processamento de potência, o qual produz uma tensão de alta frequência para acionamento das lâmpadas fluorescentes, além disso proporciona alto fator de potência para a rede de alimentação. O acionamento das lâmpadas fluorescentes é realizado com grande simplicidade por um conversor ressonante auto-oscilante, o que reduz o custo e aumenta a confiabilidade do reator. O alto fator de potência é obtido pela utilização do conversor boost não convencional operando em condução crítica de corrente. A análise teórica e os resultados experimentais foram obtidos para o reator eletrônico alimentando duas lâmpadas fluorescentes de 40W, operando em 50kHz a partir da rede de alimentação de 127V. Tais resultados demonstram o alto rendimento e o elevado fator de potência deste reator eletrônico.

**ABSTRACT** - A high power factor electronic ballast, that exhibits low switching losses is presented in this paper. The proposed topology is based on a single power processing stage which provides high frequency voltage to fluorescent lamps and high power factor to the utility line. The lamps are driven by a self-oscillating resonant converter of great simplicity and attendant low cost and increased reliability. High power factor is achieved by using a non-conventional boost converter operating at critical conduction mode. Theoretical analysis and experimental results for two 40W fluorescent lamps operating at 50kHz from 127V utility line have been obtained, which demonstrate the high efficiency and high power factor of this electronic ballast.

## 1. INTRODUÇÃO

O desempenho das lâmpadas fluorescentes tem um aumento significativo quando se utiliza reatores eletrônicos para o seu acionamento. As seguintes características podem ser destacadas conforme descrito por Kazimierczuk (1993), Hammer (1985), Nho (1991) e Laskai (1995):

- aumento da eficácia luminosa de 10% comparada com a

das lâmpadas fluorescentes acionadas por reatores magnéticos operando em 60 Hz. Havendo com isso, redução no consumo de energia, e portanto, pode-se operar com menor potência e temperatura emitindo o mesmo fluxo luminoso que o da operação em 60 Hz;

- eliminação do ruído audível;
- eliminação do "flickering" e do efeito estroboscópico;
- partida rápida e suave sem piscar;
- aumento da vida útil.
- peso e volume muito menores do que os reatores magnéticos utilizados em 60 Hz.

Com o objetivo de se obter reatores eletrônicos de menor peso e volume torna-se necessário elevar a sua frequência de operação. Entretanto, em altas frequências as perdas de chaveamento comprometem o seu rendimento, que em geral, é bem superior ao dos reatores magnéticos. Entretanto, este problema pode ser superado utilizando técnicas de comutação não dissipativa.

Uma característica que vem sendo atualmente exigida, a nível internacional, pela maioria das empresas de fornecimento de energia elétrica é alto fator de potência e baixa distorção harmônica total ("THD - Total Harmonic Distortion"). Os benefícios de se ter alto fator de potência para a rede de alimentação incluem: a redução no valor eficaz da corrente e a redução da distorção harmônica total da corrente. Desta forma, a rede de alimentação pode ser utilizada de forma mais eficiente e se apresentar menos poluída de harmônicos (Deng, 1994).

Reatores eletrônicos com alto fator de potência podem ser obtidos utilizando dois estágios de conversão. O primeiro, um estágio pré-regulador, converte a tensão alternada da rede de alimentação para uma tensão contínua com alto fator de potência. O segundo estágio, converte a tensão contínua em uma tensão alternada de alta frequência para o acionamento das lâmpadas fluorescentes.

A correção do fator de potência utilizando o conversor boost como estágio pré-regulador, operando no modo de condução contínua é conhecida como correção ativa do fator de potência.

Artigo submetido em 22/07/96

1ª revisão em 18/10/96; 2ª revisão em 25/03/97; 3ª revisão 03/06/97

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

O segundo estágio, converte a tensão contínua em uma tensão alternada de alta frequência para o acionamento das lâmpadas fluorescentes.

A correção do fator de potência utilizando o conversor boost como estágio pré-regulador, operando no modo de condução contínua é conhecida como correção ativa do fator de potência. Com este método, pode-se obter um fator de potência praticamente unitário, e distorção harmônica total inferior a 5% (Kazmierczuk,1993; Laskai, 1995; Spangler,1991).

O conversor boost pode também operar como estágio pré-regulador de correção do fator de potência no modo de condução descontínua de corrente. Neste caso, a corrente de entrada segue naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada, proporcionando alto fator de potência para a rede de alimentação (Alonso, 1993; Liu, 1989).

Entretanto, a utilização de dois estágios de conversão aumenta o custo final e reduz a confiabilidade dos reatores. Uma alternativa interessante para a redução de custos e aumento da confiabilidade, é a utilização de reatores eletrônicos com alto fator de potência que utilizam somente um único estágio de processamento de potência (Laskai, 1994; Licitra, 1991; Deng,1994 e 1995; Vieira, 1995).

Este trabalho apresenta um reator eletrônico com um único estágio de processamento de potência operando no modo de condução crítica de corrente. Este modo de operação reduz a corrente eficaz e os "stresses" de corrente nas chaves semicondutoras, quando comparado com o conversor boost não convencional operando no modo de condução descontínua (Vieira, 1995). As características relativas a simplicidade e ao alto fator de potência para a rede de alimentação são mantidas por este reator (Vieira, 1996).

## 2. ESTRUTURA PROPOSTA

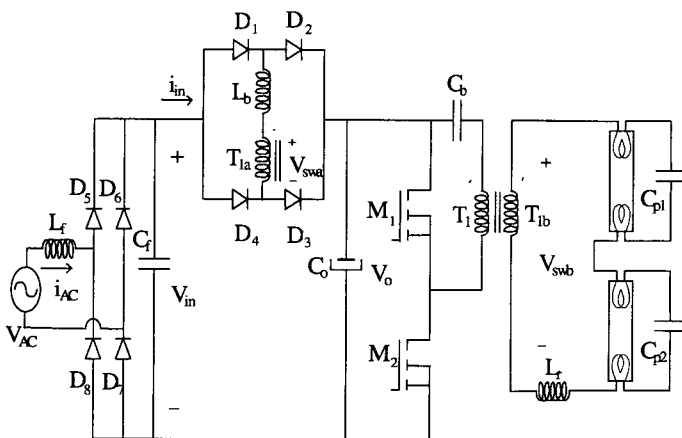


Figura 1 - Diagrama do estágio de potência do reator eletrônico proposto.

O diagrama do estágio de potência do reator eletrônico proposto é mostrado na Figura 1. Neste reator eletrônico, os elementos responsáveis pela correção do fator de potência, que são o indutor boost ( $L_b$ ) e o secundário do transformador ( $T_{1a}$ ), aparecem dentro da ponte de diodos rápidos  $D_1 - D_4$ . Desta forma, a corrente no indutor boost não se mantém nula, pois sempre há um caminho para a sua circulação pela ponte  $D_1 - D_4$ . Isto caracteriza o modo de condução crítica de corrente durante todo o período da rede de alimentação de 60 Hz. Deste modo, a corrente de entrada segue naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada, proporcionando

alto fator de potência para a rede de alimentação (Vieira, 1996).

As diferença entre os modos de condução de corrente, do conversor boost não convencional em condução descontínua, descrito por Vieira (1995) e do conversor proposto neste trabalho, podem ser verificadas pelos resultados de simulação, mostrados nas Figura 2 e 3 respectivamente. Estes resultados foram obtidos a partir de circuitos simplificados, para:  $V_{in} = 1155\text{sen}\theta$ ,  $V_0 = 190\text{V}$  e  $f_r = 60\text{Hz}$ . A fonte de tensão  $V_{sw}$  tem amplitude igual a  $V_0$  e frequência de 1000 Hz. A escolha desta frequência é para acentuar os detalhes dos modos de condução de corrente. Para o circuito simplificado correspondente ao conversor em condução descontínua utilizou-se  $L_b = 57\text{ mH}$ , e para o circuito simplificado correspondente ao conversor deste trabalho utilizou-se  $L_b = 30\text{ mH}$ .

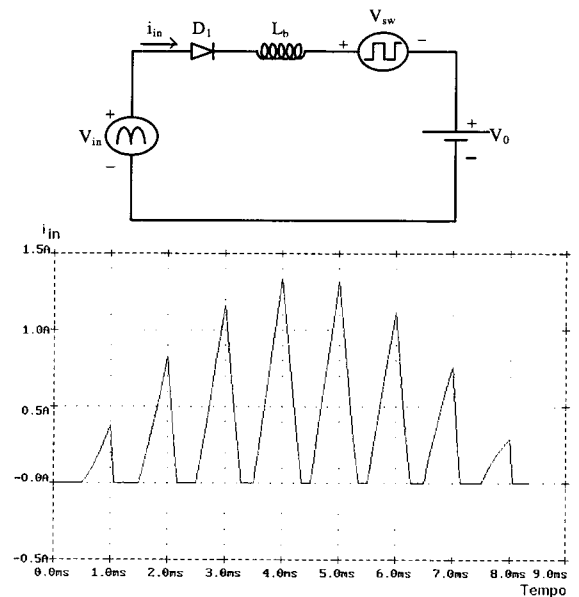


Figura 2 - Circuito simplificado e forma de onda da corrente no barramento de tensão contínua para o conversor boost não convencional no modo descontínuo .

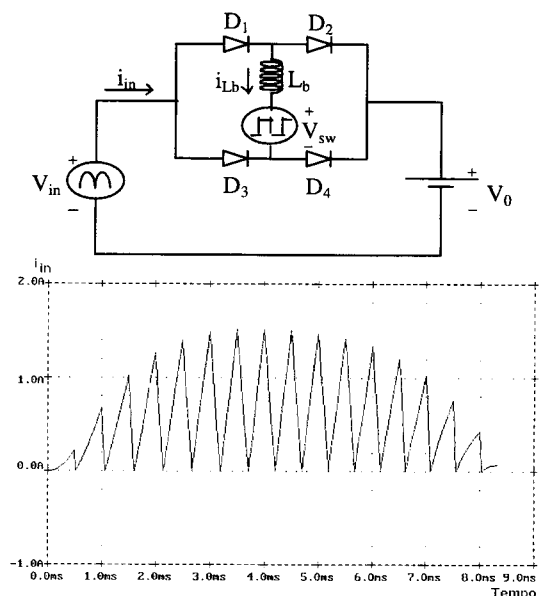


Figura 3 - Circuito simplificado e forma de onda da corrente no barramento de tensão contínua para o conversor boost não convencional no modo crítico.

Através das formas de onda mostradas na Figura 3, pode-se verificar que a corrente no barramento de tensão contínua deste reator eletrônico se mostra em condução crítica. Além disso, o conversor boost não convencional operando em condução descontínua apresenta um valor médio não nulo de corrente no indutor boost e no secundário do transformador  $T_{1a}$  (Vieira, 1995). Isto torna o projeto destes elementos mais complexo, já que ele deve ser realizado de forma a evitar a saturação dos núcleos. No conversor boost não convencional proposto neste trabalho, as correntes no indutor boost e no secundário do transformador  $T_{1a}$  possuem valores médios nulos, o que facilita o projeto destes elementos.

Cabe também destacar, que a corrente no barramento de tensão contínua apresenta o dobro da frequência de chaveamento. Com isto, os harmônicos de alta frequência na corrente de entrada, podem ser eliminados através de um filtro de alta frequência com elementos de valores menores.

Neste reator eletrônico, o secundário do transformador  $T_{1a}$  possui relação de transformação de 1 para 2, para garantir uma envoltória senoidal para a corrente de entrada e condução crítica de corrente, durante o período completo da rede de alimentação. O terciário do transformador  $T_{1b}$ , possui relação de transformação de 1 para 1,5, para adaptar a tensão do terciário a um nível adequado ao acionamento de duas lâmpadas fluorescentes de 40 W conectadas em série. Além disso, ele proporciona isolamento elétrica para as lâmpadas.

### 3. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para estabelecer o princípio de operação do reator eletrônico proposto, as seguintes considerações devem ser feitas:

- os MOSFETs  $M_1$  e  $M_2$  operam com frequência fixa, razão cíclica de 50% e defasados de  $180^\circ$ ;
- a tensão no primário do transformador  $T_1$  é uma onda quadrada de alta frequência com amplitude  $V_0/2$ ;
- a tensão de alta frequência com forma de onda quadrada  $V_{swa}$ , gerada pelo secundário do transformador  $T_{1a}$ , deve ter amplitude igual ao valor do barramento de tensão contínua  $V_0$ . Isto é assegurado pela escolha de uma relação de transformação igual a 1:2;
- a tensão no indutor boost permanece constante durante o período de chaveamento, desde que a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede de alimentação;
- este reator eletrônico sempre opera como um conversor boost, desde que a tensão do barramento contínuo  $V_0$  é sempre maior do que o pico máximo de tensão da rede de alimentação  $V_{pmax}$ . Isto é assegurado por uma escolha apropriada do valor de  $L_b$ ;
- a capacitância  $C_0$  é grande o suficiente para ser considerada como uma fonte de tensão;
- a tensão de alta frequência com forma de onda quadrada  $V_{swb}$ , gerada pelo terciário do transformador  $T_{1b}$ , tem amplitude igual a  $3V_0/4$ . Isto é assegurado pela escolha de uma relação de transformação igual a 1:1,5. Portanto, o acionamento das lâmpadas fluorescentes é feito por uma tensão de alta frequência aplicada ao circuito ressonante.

- as lâmpadas fluorescentes operando em regime permanente com altas frequências de chaveamento podem ser consideradas como uma carga resistiva  $R$ .

Com base nas considerações anteriores, para efeito de análise da operação em um período de chaveamento, este reator eletrônico pode ser considerado como sendo composto por dois conversores simplificados e independentes. O primeiro deles é obtido substituindo a capacitância  $C_0$  por uma fonte de tensão  $V_0$ , e considerando que o secundário do transformador  $T_{1a}$  pode ser representado por uma fonte de tensão de onda quadrada com alta frequência  $V_{swa}$ . O conversor resultante é mostrado na Figura 4, o qual representa um conversor boost não convencional. Este conversor atua como um estágio de correção do fator de potência operando no modo de condução crítica de corrente.

O segundo deles é obtido considerando que o terciário do transformador  $T_{1b}$  pode ser representado por uma fonte de tensão de onda quadrada com alta frequência  $V_{swb}$ . O conversor resultante é mostrado na Figura 5, o qual é um conversor LC paralelo ressonante. Este conversor tem se mostrado muito atrativo no uso em sistemas eletrônicos de iluminação, já que ele garante o valor apropriado de tensão para a ignição das lâmpadas, e mantém a corrente de operação de regime permanente no valor adequado.

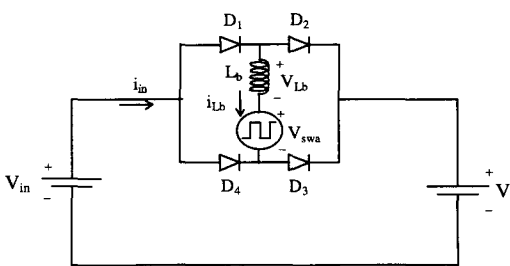


Figura 4 - Conversor boost não convencional simplificado operando em condução crítica.

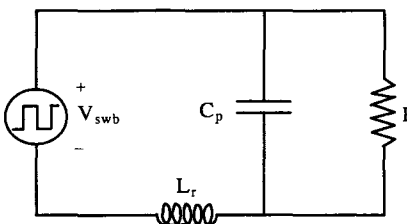


Figura 5 - Conversor LC paralelo ressonante simplificado.

Portanto, para efeito da análise completa do funcionamento do reator eletrônico proposto, deve ser considerado a operação em cascata dos dois conversores independentes simplificados.

## 4. ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO E FORMAS DE ONDA

### A. Conversor Boost Não Convencional

Em regime permanente, a operação deste conversor é representada por quatro estágios em um período de chaveamento. A operação do conversor boost não convencional operando em condução crítica de corrente pode ser descrita como a seguir:

1º estágio - crescimento linear da corrente  $i_{Lb}$  através de  $D_1$  e  $D_3$  ( $t_0, t_1$ ): No instante  $t_0$  a corrente no indutor  $L_b$  é igual a zero. A tensão  $V_{swa} = -V_0$  faz com que os diodos  $D_1$  e  $D_3$  entrem em condução. A tensão sobre o indutor  $V_{Lb} = V_{in}$  impõe um crescimento linear na corrente  $i_{Lb}$ .

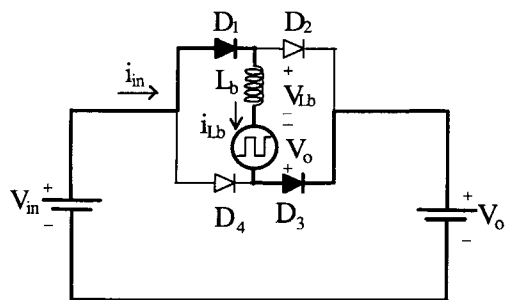
2º estágio - decrescimento linear da corrente  $i_{Lb}$  através de  $D_1$  e  $D_3$  ( $t_1, t_2$ ): No instante  $t_1$  a corrente no indutor  $L_b$  é igual a  $I_{bm}$ . A tensão  $V_{swa}$  se inverte e passa a ter valor igual a  $V_0$ , mantendo com isto os diodos  $D_1$  e  $D_3$  em condução. A tensão sobre o indutor torna-se  $V_{Lb} = -(2V_0 - V_{in})$ , a qual impõe um decrescimento linear na corrente  $i_{Lb}$ . Esta etapa termina quando a corrente  $i_{Lb}$  se anula.

3º estágio - crescimento linear da corrente  $i_{Lb}$  através de  $D_2$  e

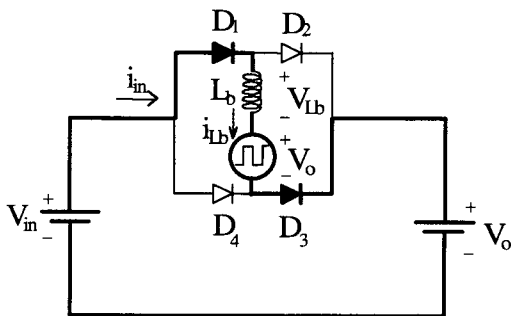
$D_4$  ( $t_2, t_3$ ): No instante  $t_2$  a corrente no indutor  $L_b$  é igual a zero. A tensão se mantém em  $V_{swa} = V_0$ , e faz com que os diodos  $D_2$  e  $D_4$  entrem em condução. A tensão sobre o indutor  $V_{Lb} = -V_{in}$  impõe um crescimento linear na corrente  $i_{Lb}$ .

4º estágio - decrescimento linear da corrente  $i_{Lb}$  através de  $D_2$  e  $D_4$  ( $t_3, t_4$ ): No instante  $t_3$  a corrente no indutor  $L_b$  é igual a  $-I_{bm}$ . A tensão  $V_{swa}$  se inverte e passa a ter valor igual a  $-V_0$ , mantendo com isto os diodos  $D_2$  e  $D_4$  em condução. A tensão sobre o indutor torna-se  $V_{Lb} = 2V_0 - V_{in}$ , a qual impõe um decrescimento linear na corrente  $i_{Lb}$ . Esta etapa termina quando a corrente  $i_{Lb}$  se anula.

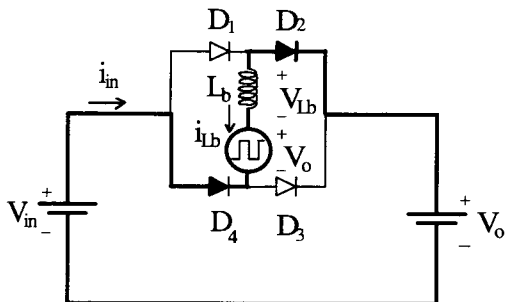
As etapas de operação são apresentadas na Figura 6. As principais formas de onda do conversor boost não convencional operando em condução crítica de corrente, são mostradas na Figura 7. As variáveis utilizadas na Figura 7 são definidas a seguir:



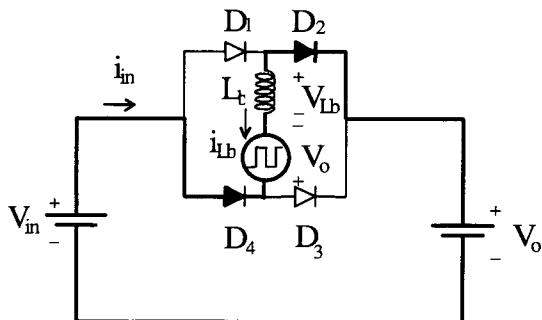
1º estágio



2º estágio



3º estágio



4º estágio

Figura 6 - Estágios de operação do conversor boost não convencional

$t_c$  - tempo de crescimento linear da corrente  $i_{Lb}$  ;

$t_d$  - tempo de decrescimento linear da corrente  $i_{Lb}$  ;

$I_{bm}$  - valor de pico da corrente  $i_{Lb}$  em cada período de chaveamento;

$i_{in}$  - corrente de entrada retificada;

$V_{in} = |V_p \text{ sen } \theta|$  é a tensão de entrada retificada, considerada constante para um período de chaveamento;

$V_0$  - tensão do barramento contínuo, mantida maior do que a tensão de pico de entrada  $V_{pmax}$ .

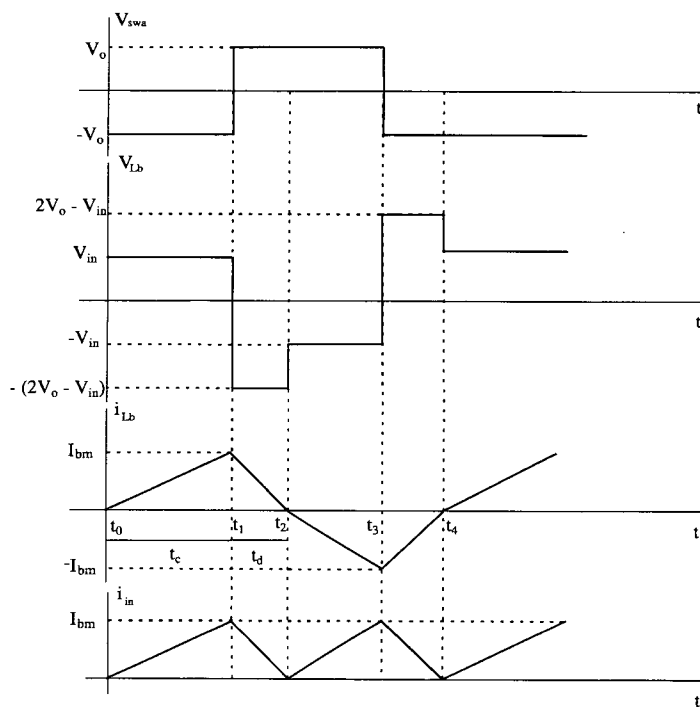


Figura 7 - Principais formas de onda do conversor boost não convencional operando em condução crítica de corrente

## B. CONVERSOR LC PARALELO RESSONANTE

Este conversor opera acima da frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula. Se o circuito LC paralelo ressonante mostrado na Figura 5 for refletido ao primário do transformador  $T_1$ , a operação deste conversor pode ser considerada semelhante àquela do conversor LC paralelo ressonante (Kazimierczuk, 1993; Steigerwald, 1988; Caballero, 1991; Mahmoud, 1989; Yu, 1995; Gambirasio, 1989).

A operação completa deste reator eletrônico fica estabelecida quando os dois conversores independentes são considerados operando em cascata.

## 5. ANÁLISE QUANTITATIVA

A corrente de entrada, o fator de potência e a distorção harmônica total são características significativas deste reator eletrônico. Os principais parâmetros de projeto a serem determinados são: a indutância boost e os parâmetros ressonantes.

### 5.1 - CORRENTE DE ENTRADA

Devido ao filtro de entrada de alta frequência, a corrente da rede de alimentação pode ser considerada igual ao valor médio instantâneo da corrente no indutor boost, de acordo com a seguinte equação (Liu, 1989):

$$i_{AC}(\theta) = \frac{\alpha \cdot V_0}{2 \cdot f_s \cdot L_b} (\sin \theta - \alpha \cdot \sin \theta) \quad (1)$$

$$\text{onde: } \alpha = \frac{V_p}{2 \cdot V_0} \quad (2)$$

### 5.2 - POTÊNCIA DE ENTRADA

A potência de entrada é obtida através da seguinte equação:

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{AC}(\theta) \cdot i_{AC}(\theta) \cdot d\theta \quad (3)$$

onde:

$$V_{AC}(\theta) = V_p \cdot \sin \theta \quad (4)$$

Substituindo as equações (1) e (4) em (3) chega-se a:

$$P_{in} = \frac{\alpha^2 \cdot V_0^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_b} \cdot \left( \frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot \alpha}{3} \right) \quad (5)$$

### 5.3 - INDUTÂNCIA BOOST

Considerando que a potência de saída é dada por:  $P_0 = \eta \cdot P_{in}$ , onde  $\eta$  é o rendimento do reator eletrônico, a partir da equação (5) pode-se obter a indutância boost normalizada de acordo com a seguinte equação:

$$\frac{L_b}{k} = \frac{\alpha^2}{P_0} \cdot \left( \frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot \alpha}{3} \right) \quad (6)$$

onde:

$$k = \frac{\eta \cdot V_0}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (7)$$

A indutância boost normalizada em função de  $\alpha$  e tendo  $P_0$  como parâmetro, é apresentada de forma gráfica pela Figura 8.

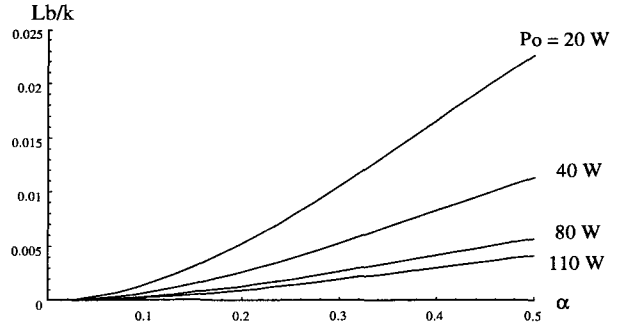


Figura 8 - Indutância boost normalizada em função de  $\alpha$  e tendo  $P_0$  como parâmetro.

### 5.4 - FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência é definido pela seguinte equação:

$$FP = \frac{P_{in}}{V_{AC_{RMS}} \cdot i_{AC_{RMS}}} \quad (8)$$

Considerando que a tensão de entrada não possui componentes harmônicos, e levando em conta que a corrente é obtida a partir da equação (1), pode-se chegar a:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \left( \frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot \alpha}{3} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\int_0^{\pi} (\sin \theta - \alpha \cdot \sin^2 \theta) d\theta}} \quad (9)$$

O fator de potência deste reator eletrônico, em função de  $\alpha$ , é dado pela equação (9), e é apresentado em forma de gráfico pela Figura 9.

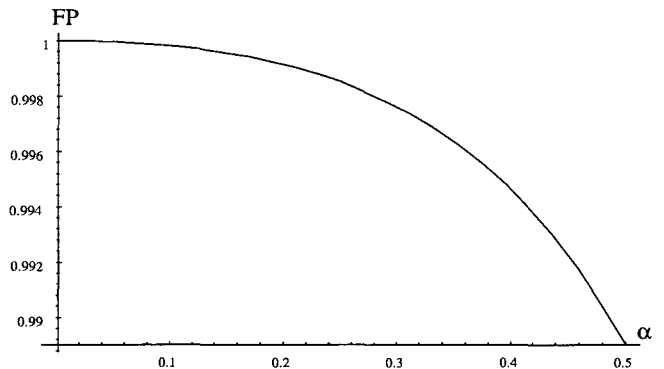


Figura 9 - Fator de potência do reator eletrônico em função de  $\alpha$

## 5.5 - DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

Considerando que o fator de deslocamento é unitário, ou seja,  $\cos \phi = 1$ , a distorção harmônica total (THD) pode ser definida por:

$$THD = \frac{1}{FP} \cdot \sqrt{1 - FP^2} \quad (10)$$

A distorção harmônica total deste reator eletrônico, em função de  $\alpha$ , é definida pela equação (10), e é apresentada graficamente pela Figura 10.

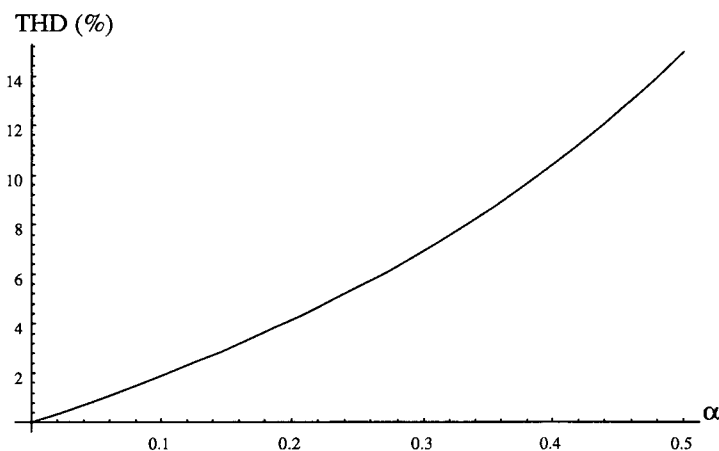


Figura 10 - Distorção harmônica total do reator eletrônico em função de  $\alpha$ .

## 5.6 - PARÂMETROS RESSONANTES

Os parâmetros ressonantes são obtidos considerando as duas condições diferentes de operação: a partida e a operação em regime permanente. Os cálculos destes parâmetros podem ser obtidos através de equações apresentadas em Kazimierczuk, 1993.

## 5.7 - CORRENTE EFICAZ NOS MOSFETs DO CONVERSOR BOOST NÃO CONVENCIONAL

As correntes eficazes nos MOSFETs do conversor boost não convencional, as quais possuem formas de onda simétrica, podem ser determinadas a partir da forma de onda da corrente no indutor boost, mostrada na Figura 7. Entretanto, deve-se levar em conta que as correntes nos MOSFETs têm o dobro do valor da corrente no indutor boost, devido a relação de transformação de 1:2. Com isso, as correntes eficazes normalizadas nos MOSFETs ficam definidas pela seguinte equação:

$$\overline{I_{M_{1,2}RMS}} = \frac{3\sqrt{2}}{\sqrt{3\pi \cdot \alpha(3\pi - 8\alpha)}} \cdot \sqrt{\int_0^\pi [\sin^2 \theta (1 - \alpha \sin \theta)^3 + \alpha \sin^3 (1 - \alpha \sin \theta)^2] d\theta} \quad (11)$$

onde:

$$\overline{I_{M_{1,2}RMS}} = \frac{I_{M_{1,2}RMS}}{I_{base}}, \text{ são as correntes eficazes normalizadas nos MOSFETs} \quad (12)$$

$$I_{base} = \frac{2\pi \cdot P_{in}}{V_0}, \text{ é a corrente de base} \quad (13)$$

Figura 11 mostra as correntes eficazes nos MOSFETs referentes ao do conversor boost não convencional proposto neste trabalho, juntamente com àquelas referentes ao conversor boost não convencional operando no modo descontínuo apresentado por Vieira (1995).

A partir da Figura 11 pode-se verificar que as perdas por condução do conversor boost não convencional proposto neste trabalho serão menores do que àquelas do conversor operando no modo descontínuo apresentado por Vieira (1995). Portanto, pode-se concluir que o reator eletrônico aqui proposto irá apresentar menores perdas totais por condução nos MOSFETs (Vieira, 1996).

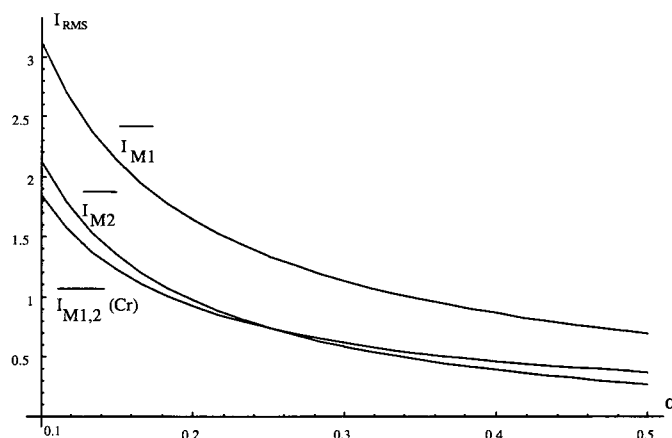


Figura 11 - Corrente eficaz normalizada nos MOSFETs do conversor boost não convencional no modo descontínuo:  $\overline{I_{M1}}$  e  $\overline{I_{M2}}$ , e no modo crítico  $\overline{I_{M1,2}}(Cr)$ .

## 6. PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

Um procedimento para o projeto deste reator eletrônico, juntamente com um exemplo prático, é apresentado a seguir:

a) Dados de Entrada:

- tensão eficaz da rede de alimentação:  $V_{AC} = 127 \text{ V } \pm 15\%$ , 60 Hz;
- potência de saída:  $P_0 = 80 \text{ W}$ ;
- frequência de chaveamento:  $f_s = 50 \text{ kHz}$ ;
- corrente nominal da lâmpada fluorescente:  $I_{op} = 0,35 \text{ A}$ ;
- tensão de ignição da lâmpada fluorescente:  $V_{ig} = 500 \text{ V}$ ;
- rendimento:  $\eta \geq 90\%$ .

b) Escolha da Tensão Contínua do Barramento:

Para que seja realizada a correção do fator de potência, este reator eletrônico deve operar como um conversor boost.

Portanto, a tensão  $V_0$  deve ser sempre maior do que o máximo valor de pico da tensão da rede de alimentação, que é expressa por:  $V_{pmax} = 180$  V. Neste caso  $V_0 = 190$  V foi também escolhida.

c) Determinação dos Parâmetros  $\alpha$  e  $k$ :

A partir das equações (2) e (7) chega-se a:  $\alpha = 0,47$  e  $k = 0,103$ .

d) Determinação da Indutância Boost, do Fator de Potência e da THD:

A partir da equação (6) e das Figuras 9 e 10 encontram-se: o valor da indutância boost, dado por  $L_b = 540 \mu H$ , o fator de potência  $FP = 0,991$  e a  $THD = 13,4\%$ .

e) Parâmetros Ressonantes:

Através das equações descritas por Kazimierzczuk (1993) chega-se a:  $C_p = 5,9$  nF e  $L_r = 1,47$  mH.

f) Corrente eficaz nos MOSFETs do Conversor Boost não Convencional:

A partir das equações (11)-(13) e considerando os conversores ideais, obtém-se:  $I_{M_{1,2,RMS}} = 1,04$  A.

## 7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O diagrama completo do reator eletrônico proposto é mostrado na Figura 12, cujos parâmetros e componentes são os seguintes:

- $L_b = 550 \mu H$ , 80 espiras no núcleo EE 30/14, IP6-Thornton;
- $L_r = 1,45$  mH, 66/2 espiras no núcleo EE 30/14, IP6-Thornton;
- $L_f = 400 \mu H$ , 37 espiras no núcleo EE 20/10, IP6-Thornton;
- $C_{p1} = C_{p2} = 10$  nF/1500 V;
- $C_0 = 220 \mu F/250$  V;
- $C_b = 1 \mu F/250$  V,  $C_f = 0.68 \mu F/250$  V, (polipropileno);
- Transformador  $T_1$  : 33/66/50 espiras no núcleo EE42/15, IP6-Thornton;
- Transformador  $T_2$  : 5/14/14 espiras no núcleo EE 20/10,

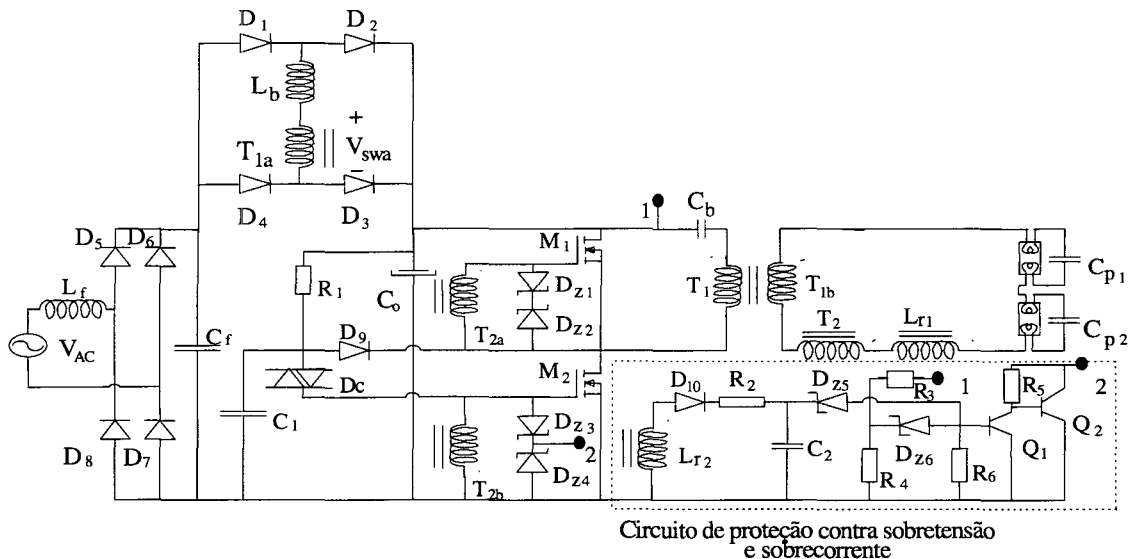


Figura 12 - Diagrama completo do reator eletrônico proposto.

IP6-Thornton;

-Ponte retificadora de diodos de entrada,  $D_5 - D_8$  : 1N 4004;

-Ponte retificadora de diodos rápidos,  $D_1 - D_4$  : SK3GF04 (SEMIKRON)

-MOSFETs,  $M_1, M_2$  : IRFP 244 ("International Rectifier");

-Diodos Zener do Circuito de Comando de Gate:  $D_{z1} - D_{z4}$  1N759;

-Circuito de Partida:  $R_1 = 330k\Omega$ ,  $C_1 = 0.1\mu F/250V$ ,  $D_c - DB_3$ ,  $D_9$  -1N 4004;

-Circuito de proteção contra sobretensão e sobrecorrente:  $Q_1$ -BC327,  $Q_2$  - BC547,  $R_2 = R_5 = R_6 = 4.7k\Omega$ ,  $R_3 = 62k\Omega$ ,  $R_4 = 10k\Omega$ ,  $C_2 = 0.1\mu F/100V$ ,  $D_{10}$  - 1N914,  $D_{z5}, D_{z6}$  - 1N758.

O circuito responsável pela partida do reator eletrônico é formado principalmente por  $R_1$ ,  $C_1$  e pelo diac  $D_c$ . Quando a tensão em  $C_1$  atinge o valor da tensão de "breakover" do diac  $D_c$ , um pulso de disparo é aplicado ao circuito de "gate" do MOSFET  $M_2$ . A tensão de dreno deste MOSFET é levada ao nível zero e inicia o processo de oscilação do reator. O diodo  $D_6$  evita a geração de pulsos adicionais de partida.

O circuito de proteção contra sobretensão e sobrecorrente atua interrompendo a oscilação do reator eletrônico. Ao cessar tais anormalidades, o reator eletrônico retorna a sua condição de auto-oscilação.

Se a tensão do barramento contínuo ultrapassar a 230V a rede de amostragem de tensão, formada pelos resistores  $R_3$ ,  $R_4$  e  $R_6$ , provoca a condução do diodo zener  $D_{z6}$  e dos transistores  $Q_1$  e  $Q_2$ , o que inibe a geração de pulsos para os MOSFETs. A elevação da tensão do barramento contínuo pode ocorrer devido ao aumento da tensão da rede de alimentação ou quando as lâmpadas fluorescentes não partirem, por defeito ou envelhecimento.

O circuito de proteção de sobrecorrente atua como uma proteção mais rápida quando as lâmpadas fluorescentes não partirem. Este fato provoca o aumento tanto da corrente como da tensão no indutor ressonante  $L_{r1}$ . Quando a corrente que passa por este indutor for maior do que cinco vezes a corrente nominal das lâmpadas, a tensão que aparece sobre o capacitor  $C_2$  irá provocar a condução do diodo zener  $D_{z5}$  e dos

transistores  $Q_1$  e  $Q_2$ , o que irá inibir também a geração de pulsos para os MOSFETs.

Cabe ressaltar, que no caso de remoção ou rompimento dos filamentos das lâmpadas fluorescentes a oscilação é interrompida naturalmente.

As formas de onda experimentais foram obtidas para:  $V_{AC}=127$  V e  $I_{AC}=0.67$ A. A tensão e a corrente da rede de alimentação, as quais demonstram que este reator eletrônico apresenta alto fator de potência, são mostradas na Figura 13. A tensão retificada de entrada e a corrente no barramento de tensão contínua são mostradas na Figura 14. A forma de onda de corrente no indutor boost, apresentando a envoltória na frequência de 120 Hz, é mostrada na Figura 15. A comutação do MOSFET  $M_2$  pode ser vista na Figura 16, a qual mostra a entrada em condução sob tensão nula. As seguintes características foram obtidas experimentalmente:  $\eta = 94\%$ ,  $FP=0.99$  e  $THD =14\%$ .

## 8. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um reator eletrônico de alto fator de potência com um único estágio de processamento de potência e operação em condução crítica de corrente. A corrente que circula pelo indutor boost  $L_b$  e pelo secundário do transformador  $T_{1a}$  apresenta valor médio nulo. No reator eletrônico operando em condução descontínua (Vieira, 1995), a corrente que circula por estes elementos apresenta um valor médio não nulo. Portanto, o projeto de tais elementos se torna mais crítico, já que se deve evitar a saturação dos núcleos (Vieira, 1996).

A corrente no barramento de tensão contínua deste reator eletrônico possui o dobro da frequência de chaveamento, devido a ação da ponte retificadora de diodos rápidos. Com isto, os harmônicos de alta frequência na corrente de entrada, são eliminados através de um filtro de alta frequência com elementos de valores menores (Vieira, 1996), quando comparados com os do reator eletrônico em condução descontínua (Vieira, 1995).

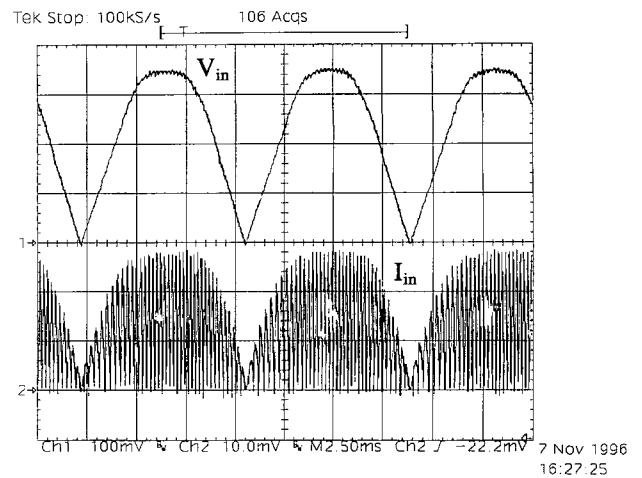


Figura 14 - Tensão de entrada retificada  $V_{in}$  e corrente no barramento de tensão contínua  $I_{in}$   
Escala de Tensão : 50 V/div  
Escala de Corrente: 0,5 A/div

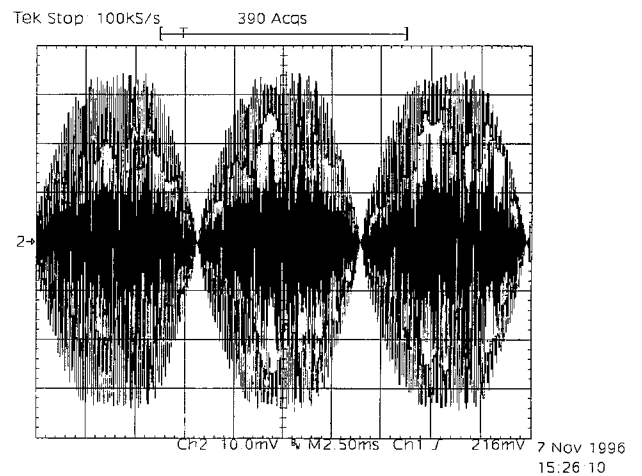


Figura 15 - Corrente no indutor boost na frequência de 120Hz  
Escala de Corrente: 0,5 A/div  
Escala de Tempo: 2,5ms/div

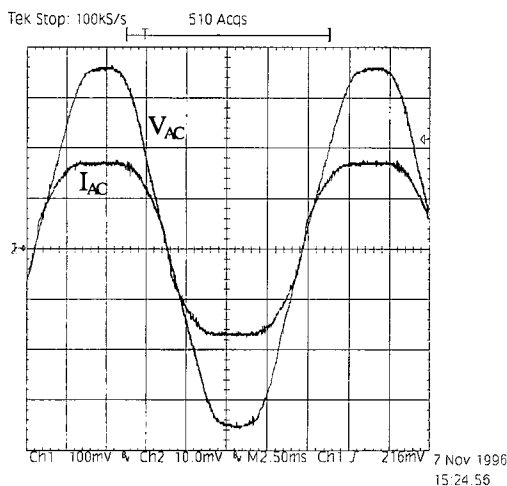


Figura 13 - Tensão de entrada  $V_{AC}$  e corrente de entrada  $I_{AC}$   
Escala de Tensão : 50 V/div  
Escala de Corrente: 0,5 A/div  
Escala de Tempo: 2,5ms/div.

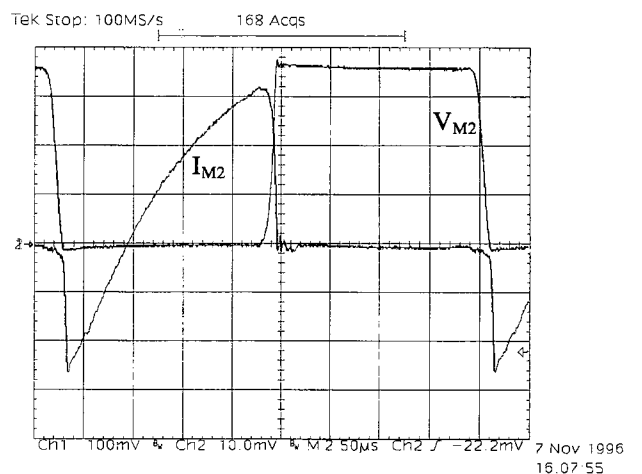


Figura 16 - Tensão e corrente no MOSFET  $M_2$  (comutação)  
Escala de Tensão : 50 V/div  
Escala de Corrente: 2,0 A/div  
Escala de Tempo: 2,5μs/div.



A partir de simplificações adequadas, foi possível descrever o princípio de funcionamento deste reator eletrônico, através de dois conversores simplificados e independentes, operando em cascata. O primeiro deles é um conversor boost não convencional, operando em condução crítica de corrente. Com este método, a corrente de entrada segue naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada, proporcionando alto fator de potência para a rede de alimentação. O segundo deles é um conversor ressonante LC paralelo, operando acima da frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula para os MOSFETs. Por não necessitar de circuitos integrados para o comando dos MOSFETs, este conversor tem se apresentado como uma opção muito atrativa, já que possui custo competitivo com os reatores magnéticos convencionais. Além disso, este conversor proporciona alta confiabilidade.

Com base na análise teórica realizada, é possível concluir que este reator eletrônico apresenta menores perdas por condução nos MOSFETs, em comparação com o reator eletrônico proposto por Vieira (1995). Entretanto, este reator eletrônico por utilizar mais três diodos rápidos, possui um custo maior. Além disso, a corrente no barramento de tensão contínua circula sempre por dois diodos rápidos em série, o que aumenta as perdas por condução. Ainda assim, este reator eletrônico possui menores perdas totais por condução, já que as perdas por condução nos MOSFETs são mais significativas. Isto foi comprovado experimentalmente na medição do seu rendimento.

Um procedimento de projeto, juntamente com um exemplo prático foram realizados. Os resultados experimentais foram obtidos para duas lâmpadas fluorescentes de 40W operando com 50kHz de frequência de chaveamento e tensão da rede de alimentação com valor igual a 127 V eficazes, os quais demonstram o alto fator de potência e elevado rendimento deste reator eletrônico.

## 9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Alonso, J.M., J. Días, C. Blanco, e M. Rico (1993). A Smart-Lighting Emergency Ballast for Fluorescent Lamps Based on Microcomputer, *IEEE-APEC*, pp. 549-555.
- Caballero, D e I. Barbi.(1991). Electronic System for Fluorescent Lighting: Contribution for Resonant Parameters Design, *1º COBEP*, Florianópolis, pp.56-59.
- Deng, E. e Cuk S. (1994). Single Stage, High Power Factor, Lamp Ballast, *IEEE-APEC Proc.*, pp. 441-449.
- Deng, E. e Cuk S.(1995). Single Switch, Unit Power Factor, Lamp Ballasts, *IEEE-APEC Proc.*, pp. 670-676.
- Gambirasio, G., W. Kaiser, L. Matakas Jr. e W. Pó (1989). High Frequency Power Converters for Fluorescent Lamps, *EPE Proc.*, pp. 337-339.
- Hammer, E. E. e T. K. McGowan (1985). Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60Hz and High Frequency. *IEEE - Trans. on Industry Applications*, Vol.IA-21, No.1, pp. 11-16..
- Kazimierczuk, M. K. e W. Szaraniek. (1993) "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps". *IEEE-Trans. on Power Electronics*, vol. 8, No. 4, pp. 386-395.
- Laskai, L., Presad Enjeti e Ira J. Pitel (1994). A Unity Power Factor Electronic Ballast for Metal Halide Lamps, *IEEE-APEC Proc.*, pp. 31-37.
- Laskai, L e J. Pitel (1995). Discharge Lamp Ballasting, *IEEE-PESC'95, Tutorial 2*, Atlanta, GA, USA.
- Licitra, C., Luigi Malesani, Giogio Spiazzi, Paolo Tenti e Antonio Testa (1991). Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballast with unit Power Factor, *IEEE-APEC Proc.*, pp. 953-957.
- Liu, K. H. e Lin Y. L (1989). Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters, *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*, pp.367-371.
- Nho, E.C, K.H. Jee e G.H. Cho (1991). New Soft-Switching for High Efficiency Electronic Ballast with Simple Structure. *Int. Journal of Electronics*, Vol.71, No.3, pp. 529-542.
- Spangler, J. e A. K.Behera. (1991). Power Factor Correction Used for Fluorescent Lamp Ballast, *IEEE-IAS Proc.*, pp.1836-1841.
- Steigerwald, R.L.(1988). A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies, *IEEE-Transaction on Power Electronics*, vol. 3, No. 4, pp.174-182.
- Vieira, J.L. Freitas, Márcio A. Có e Luciano D. Zorzal (1995). High Power Factor Electronic Ballast Based on a Single Power Processing Stage, *IEEE-PESC*, pp. 687-693.
- Vieira, J.L.Freitas, Marcio A. Có, D.S.L Simonetti (1996). High Power Factor Electronic Ballast Operating at Critical Conduction Mode, *IEEE-PESC*, pp.962-968
- Yu, T.H., H.M. Huang e T.F. Wu. (1995). Self Excited Half Bridge Series Resonant Parallel Loaded Fluorescent Lamp Electronic Ballast, *IEEE-APEC*, pp. 657-664.