

# REATOR ELETRÔNICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM ÚNICO ESTÁGIO DE PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA

José Luiz F. Vieira e Márcio A. C6

Universidade Federal do Espírito Santo

UFES, DEL, CP:01-9011

29060-970, Vitória, ES, E-Mail: joseluz@ele.ufes.br

Tel: (027) 335.2699, Fax: (027) 335.2650

**Resumo** - Este trabalho propõe um reator eletrônico de alto fator de potência e baixo custo. A topologia proposta está baseada em um único estágio de processamento de potência, a qual produz uma tensão de alta frequência para o acionamento das lâmpadas fluorescentes além de proporcionar alto fator de potência para a rede de alimentação. O estágio de processamento de potência é formado por um conversor em meia ponte operando acima da frequência de ressonância, para realizar comutação sob tensão nula. Utiliza-se a técnica de auto-oscilação, a qual aumenta a confiabilidade do conversor com baixo custo e grande simplicidade. O alto fator de potência é obtido pelo uso de um conversor boost não convencional operando em condução descontínua de corrente. A análise teórica e os resultados experimentais foram obtidos para o reator eletrônico alimentando duas lâmpadas fluorescentes de 40W, operando com frequência de chaveamento de 50kHz e com 127V de tensão na rede de alimentação.

**Abstract** - A new low cost high power factor electronic ballast is introduced in this paper. The proposed topology is based on a single power processing stage to provide high frequency voltage to fluorescent lamps and high power factor to the utility line. The power processing stage is formed by a half-bridge converter operating above the resonant frequency to provide zero voltage switching. The self-oscillating technique is employed, which increases the converter reliability with great simplicity and low cost. High power factor is achieved by using a non-conventional boost converter operating in discontinuous current mode. Theoretical analysis and experimental results have been obtained for two 40W fluorescent lamps operating at 50 kHz switching frequency and 127 V line voltage.

## 1 - INTRODUÇÃO

A iluminação artificial é responsável pelo consumo de uma quantidade significativa da eletricidade total gerada. Muitos esforços têm sido dedicados na pesquisa de fontes de iluminação mais eficientes para substituir as lâmpadas incandescentes. O desenvolvimento da tecnologia das lâmpadas de descarga em gás tem sido relevante para este propósito, principalmente a mais popular de todas, a lâmpada fluorescente. Ela é usualmente preferida devido ao seu grande tempo de vida útil e sua alta eficácia luminosa (lúmens por Watts), quando comparada com as lâmpadas incandescentes.

As lâmpadas fluorescentes apresentam característica de impedância negativa, o que requer dispositivos que atuem limitando a sua corrente, para evitar a destruição destas lâmpadas por corrente excessiva. Este problema tem sido superado pela utilização de reatores magnéticos, que é na realidade um indutor colocado em série com a lâmpada. Apesar de seu baixo custo, os reatores magnéticos apresentam os seguintes problemas associados com sua operação na frequência da rede de alimentação de 60 Hz: grande peso e volume, baixo fator de potência e o efeito denominado de "flickering" (a lâmpada é religada toda vez que a tensão cresce após o cruzamento por zero em cada semi-ciclo). Isto provoca o efeito estroboscópico, que deve ser evitado em ambientes industriais contendo máquinas rotativas.

O uso de reatores eletrônicos ("electronic ballast") pode eliminar tais problemas. O custo destes reatores tem se tornado competitivo em relação aos reatores convencionais, particularmente quando o custo total é considerado, ou seja, o maior custo inicial é compensado pelo aumento do tempo médio de vida útil das lâmpadas (estimado em um incremento maior do que 10%) e de economia de energia (também estimado em 10%, já que as lâmpadas fluorescentes quando alimentadas em altas frequências aumentam a eficácia luminosa, ou seja produzem a mesma quantidade de lúmens com menor potência) [1].

Os reatores eletrônicos baseados na técnica auto-oscilante proporcionam limitação de corrente para as lâmpadas, operam usualmente em altas frequências de chaveamento e produzem altas tensões de ignição. Além disso, eles podem apresentar proteções que inibem o seu funcionamento no caso de queima ou remoção das lâmpadas.

O conversor ressonante auto-oscilante série-paralelo em meia-ponte, alimentado por uma fonte de tensão assimétrica é mostrado na Figura 1. Este conversor opera acima da frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula ("ZVS - Zero Voltage Switching") e tem sido uma opção muito atrativa devido ao seu custo competitivo e sua alta confiabilidade [1,2].

A correção do fator de potência tem sido obtida, em geral, pela utilização de um estágio pré-regulador baseado no conversor boost operando no modo de condução contínua, conhecido como correção ativa do fator de potência.

Entretanto, estes reatores usam dois estágios de processamento de potência, o que aumenta o custo final e reduz a sua confiabilidade [3,4].

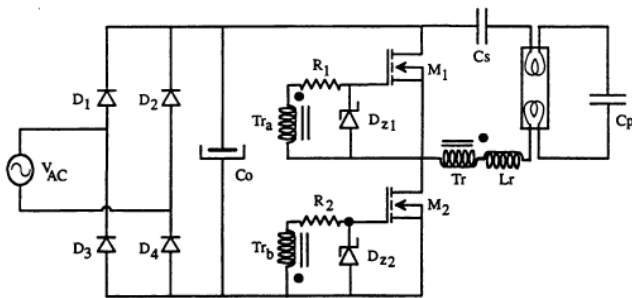


Fig. 1 - Conversor ressonante auto-oscilante série-paralelo em meia-ponte.

Este artigo apresenta um reator eletrônico de alto fator de potência baseado em um único estágio de processamento de potência, o que resulta em um baixo custo, alto desempenho e alta confiabilidade [5].

## II - TOPOLOGIA PROPOSTA

O diagrama do estágio de potência do reator eletrônico proposto é mostrado na Figura 2, e é composto por:

- uma ponte retificadora de diodos de entrada,  $D_1 - D_4$  ;
- uma meia-ponte de MOSFETs,  $M_1 - M_2$  ;
- um transformador de alta frequência de três enrolamentos,  $T_1$  ;
- um indutor boost,  $L_b$  ;
- um diodo de alta frequência,  $D_s$  ;
- um circuito série-paralelo ressonante formado por  $C_s$ ,  $C_p$  e  $L_r$  ;
- um capacitor de filtragem no barramento de tensão contínua,  $C_o$  ;
- um capacitor de bloqueio,  $C_b$  ;
- um transformador para o comando dos MOSFETs de forma auto-oscilante,  $T_2$  ;
- um filtro de entrada de alta frequência,  $L_f$  e  $C_f$ , o qual elimina as correntes harmônicas de alta frequência.

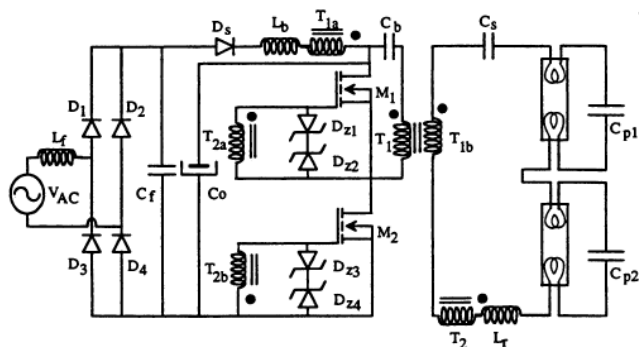


Fig. 2 - Diagrama do estágio de potência do reator eletrônico.

Neste reator eletrônico, a correção do fator de potência é realizada por um conversor boost não convencional. Tal conversor opera no modo de condução descontínua de corrente e é formado pelo indutor boost  $L_b$  e pelo secundário do transformador  $T_{1a}$ . Este secundário produz uma tensão de alta frequência  $v_{sw}$ , a qual impõe condução de corrente no indutor  $L_b$ , assim como na rede de alimentação de 60 Hz, durante um período completo. Como este conversor opera no modo de condução descontínua, 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 diodo  $D_s$  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  $L_b$ .

O terciário do transformador  $T_{1b}$ , que possui relação de transformação de 1 para 1,5, é responsável por adaptar a tensão do primário para um nível adequado, para o acionamento de duas lâmpadas fluorescentes conectadas em série. Além disso, ele proporciona isolamento elétrico para as lâmpadas.

## III - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

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

- a tensão de alta frequência  $v_{sw}$  possui forma de onda quadrada com amplitude igual ao valor do barramento de tensão contínua  $V_o$ .
- 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;
- a tensão do barramento contínuo  $V_o$  é sempre maior do que o pico máximo de tensão entrada  $V_{pmax}$ , que garante operação no modo boost para todo o período da rede;
- a capacitância  $C_o$  é grande o suficiente para ser considerada como uma fonte de tensão;
- as lâmpadas fluorescentes operando em regime permanente com altas frequências de chaveamento podem ser consideradas como uma carga resistiva.

Com base nas considerações anteriores, este reator eletrônico pode ser visto como dois conversores independentes simplificados. O primeiro deles é obtido quando o conversor ressonante auto-oscilante série-paralelo isolado em meia-ponte é considerado como uma carga resistiva para  $C_o$ . O conversor resultante é mostrado na Figura 3, o qual representa um conversor boost não convencional CA/CC. Este conversor atua como um estágio de correção de fator de potência, operando no modo de condução descontínua. Este é um método simples e muito eficaz de obter alto fator de potência com baixo custo.

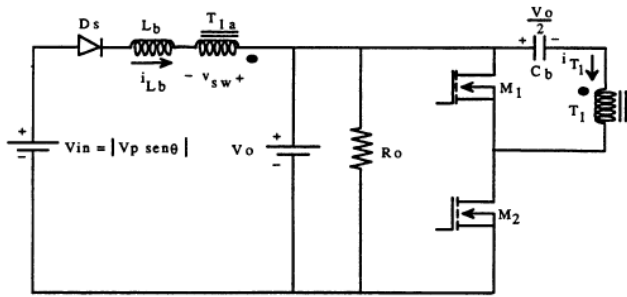


Fig. 3 - Conversor boost não convencional CA/CC.

O segundo deles é obtido quando o conversor boost não convencional CA/CC é substituído pela fonte de tensão  $V_o$ . O conversor resultante é mostrado na Figura 4, o qual é um conversor ressonante auto-oscilante série-paralelo isolado em meia- ponte. Este conversor tem se mostrado muito atrativo no uso de sistemas eletrônicos de iluminação.

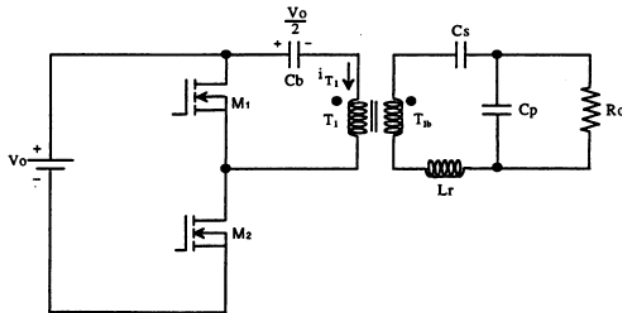


Fig. 4 - Conversor ressonante auto-oscilante série-paralelo isolado em meia ponte.

Desta forma, o funcionamento do reator eletrônico proposto pode ser considerado como a operação em cascata dos dois conversores independentes referenciados anteriormente.

#### IV - ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO E FORMAS DE ONDA

Afim de descrever os estágios de operação deste reator eletrônico, as seguintes considerações foram feitas:

- todas as chaves semicondutoras são ideais;
- as capacitâncias dos MOSFETs são de valores iguais e constantes;
- a corrente de magnetização do transformador pode ser desprezada;
- o tempo de comutação das chaves semicondutoras é desprezível comparado ao período de chaveamento;
- a capacitância de bloqueio  $C_b$  é grande o suficiente para evitar que o nível de corrente contínua presente no indutor  $L_b$  circule pelo primário do transformador.

##### A. Conversor Boost Não Convencional

Em regime permanente, a operação deste conversor é representada por cinco estágios em um período de

chaveamento. Os circuitos equivalentes destes estágios são mostrados na Figura 5. A operação do conversor boost não convencional é descrita como a seguir:

Antes do instante  $t_0$ , a corrente no indutor  $L_b$  é igual a zero e a corrente no primário do transformador se encontra em roda livre, através da chave semicondutora  $S_1$  com valor igual a  $-2I_{b\text{ avg}}$ , onde  $I_{b\text{ avg}}$  é o valor médio da corrente no indutor boost em um período de chaveamento.

**1ª estágio - crescimento linear através de  $D_2$  ( $t_0, t_1$ ):** no instante  $t_0$ , a chave semicondutora  $S_1$  é aberta. A corrente  $i_{T1}$  passa a circular através de  $C_1$  e  $C_2$  e suas tensões variam linearmente até  $v_{C2}$  atingir a zero. Neste momento, o diodo  $D_2$  entra em condução, logo após, a chave semicondutora  $S_2$  é fechada sob tensão nula. O tempo de comutação pode ser desprezado. Portanto, durante este estágio as correntes  $i_{Lb}$  e  $i_{T1}$  podem ser vistas crescendo linearmente, seguindo as equações:

$$i_{Lb} = \frac{V_{in}}{L_b}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{T1} = -2I_{b\text{ avg}} + \frac{2V_{in}}{L_b}(t - t_0) \quad (2)$$

Este estágio termina em  $t_1$ , onde  $i_{Lb}(t_1) = I_{b\text{ avg}}$  e  $i_{T1}(t_1) = 0$ .

**2ª estágio - crescimento linear através de  $S_2$  ( $t_1, t_2$ ):** no instante  $t_1$ , a chave semicondutora  $S_2$  começa a conduzir a corrente  $i_{T1}$ . Durante este estágio as correntes  $i_{Lb}$  e  $i_{T1}$  continuam a crescer linearmente de acordo com as equações (1) e (2) respectivamente. No final deste estágio as correntes  $i_{Lb}$  e  $i_{T1}$  são dadas por:  $i_{Lb}(t_2) = I_{bm}$  e  $i_{T1}(t_2) = 2(I_{bm} - I_{b\text{ avg}})$ , onde  $I_{bm}$  é o valor máximo da corrente no indutor boost no período de chaveamento.

**3ª estágio - decrescimento linear através de  $D_1$  ( $t_2, t_3$ ):** no instante  $t_2$ , a chave semicondutora  $S_2$  é aberta. A corrente  $i_{T1}$  passa a circular através de  $C_1$  e  $C_2$  e suas tensões variam linearmente até  $v_{C1}$  se tornar igual a zero. Neste momento, o diodo  $D_1$  entra em condução, logo após, a chave semicondutora  $S_1$  é fechada sob tensão nula. Durante este estágio as correntes  $i_{Lb}$  e  $i_{T1}$  decrescem linearmente, seguindo as equações:

$$i_{Lb} = I_{bm} - \frac{2V_o - V_{in}}{L_b}(t - t_2) \quad (3)$$

$$i_{T1} = 2(I_{bm} - I_{b\text{ avg}}) - 2\left(\frac{2V_o - V_{in}}{L_b}\right)(t - t_2) \quad (4)$$

Este estágio termina em  $t_2$ ,  $i_{Lb}(t_2) = I_{b\text{ avg}}$  e  $i_{T1}(t_2) = 0$ .

**4ª estágio - decrescimento linear através de  $S_1$  ( $t_3, t_4$ ):** no instante  $t_3$ , a chave semicondutora  $S_1$  começa a conduzir a corrente  $i_{T1}$ . Durante este estágio as correntes  $i_{Lb}$  e  $i_{T1}$  continuam a decrescer linearmente de acordo com as equações do 3º. estágio. No final deste estágio as correntes  $i_{Lb}$  e  $i_{T1}$  tornam-se:  $i_{Lb}(t_4) = 0$  e  $i_{T1}(t_4) = -2I_{b\text{ avg}}$ .

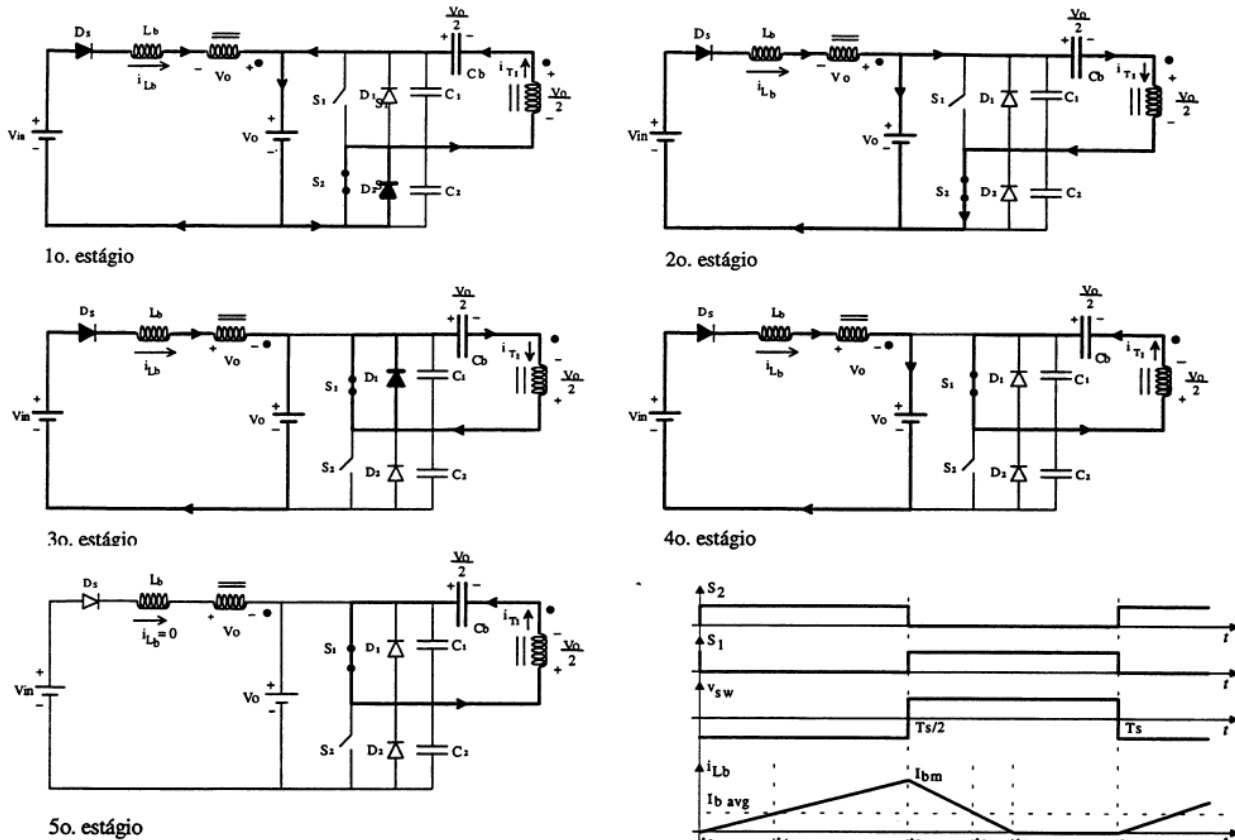


Fig. 5 - Estágios de operação do conversor boost não convencional.

**5º estágio - roda livre ( $t_4$ ,  $t_5$ ):** durante este estágio a corrente  $i_{T1}$ , com valor igual a  $-2I_{b\text{ avg}}$  se mantém em roda livre através da chave semicondutora  $S_1$ . A corrente  $i_{Lb}$  permanece igual a zero devido a ação de bloqueio do diodo  $D_s$ .

As principais formas de onda e os sinais de comando das chaves semicondutoras do conversor boost não convencional são mostradas na Figura 6.

### B. Conversor Ressonante Série-Paralelo Isolado em Meia-Ponte

Este conversor opera acima da frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula. Se o circuito ressonante série-paralelo mostrado na Figura 4 for refletido ao primário do transformador, a operação deste conversor pode ser considerada semelhante àquela do conversor ressonante auto-oscilante série-paralelo em meia-ponte [1,2,6,7,8,9].

A operação completa do reator eletrônico proposto fica estabelecida quando os dois conversores independentes são considerados operando em cascata. Para obter as correntes dos MOSFETs e a corrente no primário do transformador as formas de onda dos dois conversores independentes devem ser somadas.

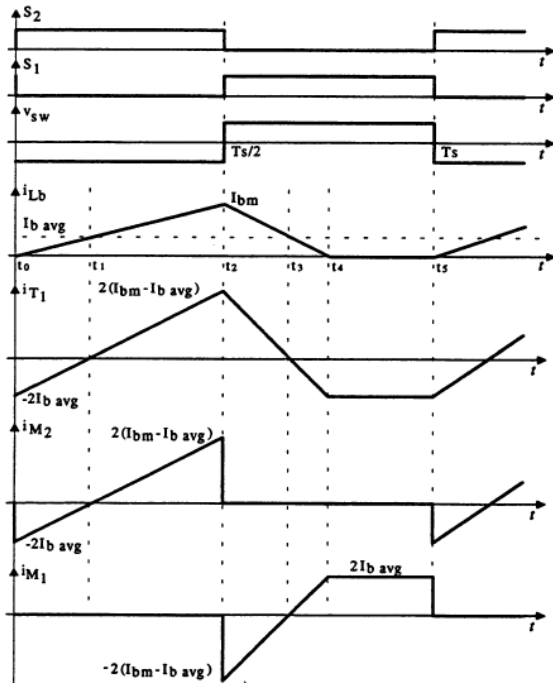


Fig. 6 - As principais formas de onda e os sinais de comando das chaves semicondutoras do conversor boost não convencional.

## V - ANÁLISE QUANTITATIVA

As características mais significativas do reator eletrônico proposto são estabelecidas por: corrente de entrada, fator de potência e distorção harmônica total ("THD - Total Harmonic Distortion"). Os principais parâmetros de projeto a serem determinados são: a indutância boost e os parâmetros ressonantes.

### A. Corrente de Entrada

Como a relação entre o primário do transformador e o secundário  $T_{1a}$  é igual a dois, existe condução de corrente na

rede de alimentação de 60 Hz durante um período completo, conseqüentemente, o valor de pico da corrente na entrada segue uma envoltória definida somente pela forma de onda da tensão de entrada, de acordo com a seguinte equação:

$$I_{pk} = \frac{V_{AC}}{2.f_s.L_b} \quad (5)$$

Devido ao filtro de entrada de alta frequência, a corrente da rede de alimentação pode ser considerada igual ao valor médio instantâneo da corrente do indutor boost, de acordo com a seguinte equação [10]:

$$i_{AC}(\theta) = \frac{V_o}{4.L_b.f_s} \left( \frac{\alpha.\text{sen}\theta}{1-\alpha.\text{sen}\theta} \right) \quad (6)$$

onde:

$$\alpha = \frac{V_p}{2.V_o} \quad (7)$$

### B. Fator de Potência

O fator de potência é definido pela equação que segue:

$$FP = \frac{P_{in}}{V_{AC\ rms}.i_{AC\ rms}} \quad (8)$$

onde:

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{AC}(\theta).i_{AC}(\theta).d\theta \quad (9)$$

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

$$FP = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\int_0^{\pi} \text{sen}\theta \left( \frac{\alpha.\text{sen}\theta}{1-\alpha.\text{sen}\theta} \right).d\theta}{\sqrt{\int_0^{\pi} \left( \frac{\alpha.\text{sen}\theta}{1-\alpha.\text{sen}\theta} \right)^2 .d\theta}} \quad (10)$$

O fator de potência do reator eletrônico proposto em função de  $\alpha$  é dado pela equação (10) e apresentado em forma de gráfico pela Figura 7.

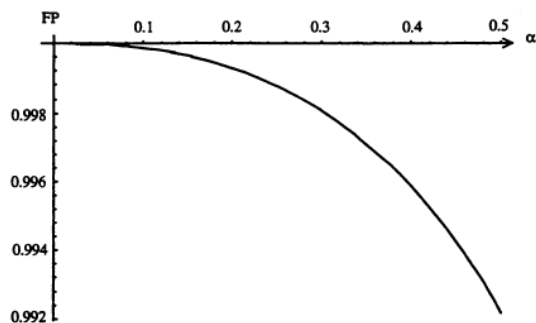


Fig. 7 - Fator de potência do reator eletrônico em função de  $\alpha$ .

### C. Distorção Harmônica Total

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

$$THD = \frac{1}{FP} \cdot \sqrt{1 - FP^2} \quad (11)$$

A distorção harmônica total do reator eletrônico em função de  $\alpha$  é definida pela equação (11), e apresentada graficamente pela Figura 8.

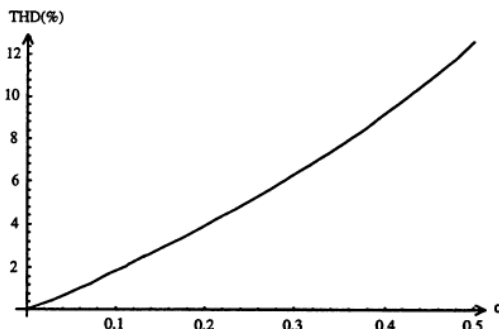


Fig. 8 - Distorção harmônica total em função de  $\alpha$ .

Este conversor apresenta fator de potência e distorção harmônica total melhores do que o conversor boost convencional operando no modo de condução descontínua. Este melhor desempenho se deve ao fato de que para a mesma tensão do barramento de tensão contínua  $V_o$ , a corrente no indutor boost decresce com uma taxa de variação maior, ou seja,  $(2V_o - V_{in})/L_b$ , como mostra a equação (3).

### D. Indutância Boost

A indutância boost é obtida a partir da equação (9), considerando que a potência de saída é dada por:  $P_o = \eta.P_{in}$ , onde  $\eta$  é o rendimento do reator eletrônico. Portanto, a indutância boost normalizada fica definida pela seguinte equação:

$$\frac{L_b}{k} = \frac{1}{P_o} \int_0^{\pi} \frac{\alpha^2.\text{sen}\theta}{1-\alpha.\text{sen}\theta} .d\theta \quad (12)$$

onde:

$$k = \frac{\eta.V_o^2}{2.\pi.f_s} \quad (13)$$

A indutância boost normalizada em função de  $\alpha$  e tendo  $P_o$  como parâmetro é apresentada de forma gráfica pela Figura 9.

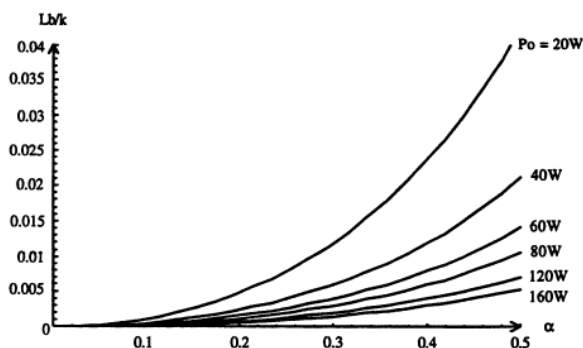


Fig. 9 - Indutância boost normalizada em função de  $\alpha$  e tendo  $P_o$  como parâmetro.

### E. Parâmetros Ressonantes

Os parâmetros ressonantes são obtidos considerando as duas condições diferentes de operação que apresenta este conversor, como descrito a seguir [9]:

#### 1) Partida

Nesta condição de operação, as seguintes considerações devem ser verificadas:

- a tensão na lâmpada fluorescente cresce até atingir a tensão de ignição  $V_{ig}$ ;
- a máxima corrente de ignição é limitada a no máximo cinco vezes a corrente nominal da lâmpada  $I_{op}$ ;
- a frequência ressonante de partida ( $f_{os}$ ) tem valor muito próximo ao da frequência de chaveamento;
- durante a partida a lâmpada fluorescente é considerada como um circuito aberto.

Com base nestas considerações, as seguintes equações podem ser obtidas:

$$C_{eq} = \frac{5 \cdot I_{op}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_{ig}} \quad (14)$$

$$f_s \equiv f_{os} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_{eq}}} \quad (15)$$

onde:

$$C_{eq} = \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \quad (16)$$

#### 2) Regime Permanente

Em regime permanente, a frequência de ressonância ( $f_{oss}$ ) deve ser menor do que a frequência de chaveamento para garantir comutação sob tensão nula. Assumindo que:

$$f_{oss} = \frac{f_s}{4} \quad (17)$$

onde:

$$f_{oss} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_s}} \quad (18)$$

pode-se obter as capacitâncias ressonantes a partir das equações (14), (15), (16) e (17), que são dadas por:

$$C_s = 16 \cdot C_{eq} \quad (19)$$

$$C_p = \frac{C_s}{15} \quad (20)$$

O circuito série-paralelo ressonante comporta-se como uma fonte de corrente em regime permanente, quando a seguinte equação é verificada [2]:

$$I_{op} = \frac{(V_o/2)}{X_L - X_{C_s}} \quad (21)$$

com a qual se encontra a seguinte expressão:

$$L_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \left( \frac{(V_o/2)}{I_{op}} - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_s} \right) \quad (22)$$

### VI - PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

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

#### 1) Dados de Entrada

- tensão eficaz da rede de alimentação:  $V_{AC} = 127$  V  
+/-15%, 60 Hz;
- potência de saída:  $P_o = 80$  W;
- frequência de chaveamento:  $f_s = 50$  kHz;
- corrente nominal da lâmpada fluorescente:  $I_{op} = 0,35$  A;
- tensão de ignição da lâmpada fluorescente:  $V_{ig} = 1000$  V;
- rendimento:  $\eta \geq 90\%$ .

#### 2) Escolha da Tensão Contínua do Barramento

Como este reator eletrônico sempre opera como um conversor boost, a tensão  $V_o$  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  $V_o = 190$  V foi escolhido.

#### 3) Determinação dos Parâmetros $\alpha$ e $k$

A partir das equações (7) e (13) e considerando  $\eta = 90\%$  resulta em:  $\alpha = 0,47$  e  $k = 0,103$ .

#### 4) Determinação da Indutância Boost, do Fator de Potência e da THD

A partir das Figuras 7, 8 e 9 encontram-se: o valor da indutância boost dado por  $L_b = 1,05$  mH, o fator de potência  $FP = 0,993$  e a distorção harmônica total,  $THD = 11,5\%$ .

#### 5) Parâmetros Ressonantes

A partir das equações (14), (16), (19) e (22) chega-se a:  $C_s = 89$  nF,  $C_p = 5,9$  nF e  $L_r = 1,47$  mH.

### VII - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de laboratório do reator eletrônico foi construído, tendo como objetivo atender as especificações estabelecidas nos dados de entrada. O diagrama completo do reator eletrônico proposto é mostrado na Figura 10, cujos parâmetros e componentes são os seguintes:



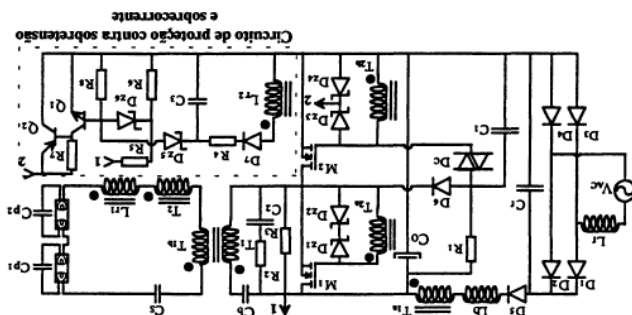
A tensão e a corrente da rede de alimentação, as quais demonstram o alto fator de potência deste reator eletrônico, são mostradas na Figura 11. A tensão retificada de entrada e a corrente no indutor boost são mostradas na Figura 12. A comutação do MOSFET  $M_2$  pode ser vista na Figura 13, a qual mostra a entrada em condução do MOSFET sob tensão nula. A tensão e a corrente de alta frequência das lâmpadas fluorescentes podem ser vistas na Figura 14, as quais foram obtidas com os capacitores  $C_p$  presentes no circuito. Isto define a característica capacitiva do circuito, ou seja, a corrente aparece adiantada da tensão das lâmpadas.

As formas de onda experimentais foram obtidas com o reator eletrônico operando com:  $V_{AC} = 127\text{ V}$ ,  $I_{AC} = 0,685\text{ A}$ .

O circuito "snubber" formado por  $R_2$  e  $C_2$  evita altos valores de  $dv/dt$  na partida. O circuito de proteção contra sobretensão e sobrecorrente atua nos casos de queima e remoção das lâmpadas.

O circuito de partida é formado por  $R_1$ ,  $C_1$  e pelo diac  $D_c$ . Quando a tensão de  $C_1$  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, que se encontrava em um nível alto mantido pelo resistor  $R_3$ , é chavada para o nível zero, iniciando assim a oscilação do circuito. O diodo  $D_6$  evita a geração de outros pulsos de partida.

Fig. 10 - Diagrama completo do reator eletrônico proposto.



- $L_p = 1,0\text{ mH}$ , 130 espiras no núcleo EE 30/14, IP6 - Thornton;
- $L_1 = 1,45\text{ mH}$ , 66/2 espiras no núcleo EE 30/14, IP6 - Thornton;
- $L_2 = 400\text{ }\mu\text{H}$ , 37 espiras no núcleo EE 20/10, IP6 - Thornton;
- $C_{p1} = C_{p2} = 10\text{ nF}/1500\text{ V}$ ,  $C_3 = 100\text{ nF}/400\text{ V}$ ,  $C_5 = 220\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ , (polipropileno);
- $C_0 = 1\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ ,  $C_1 = 0,68\text{ }\mu\text{F}/250\text{ V}$ , (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, IP6 - Thornton;
- Ponte retificadora de diodos de entrada,  $D_1 - D_4$ : 1N 4004; MOSFETs,  $M_1$ ,  $M_2$ : IRFP 244 ("International Rectifier");
- $D_5$ : SK3GF04 (SEMIRRON),  $D_{c1}$ ,  $D_{c2}$ ,  $D_{c3}$ ,  $D_{c4}$ : 1N759;
- Circuito de Partida:  $R_1$ ,  $R_3$  = 330k $\Omega$ ,  $C_1$  = 0,1 $\mu\text{F}/250\text{ V}$ ,  $D_c$  = DB3,  $D_6$  = 1N 4004;
- Circuito "snubber":  $R_2$  = 20 $\Omega$ ,  $C_2$  = 560pF/250V;
- Circuito de proteção contra sobretensão e sobrecorrente:  $Q_1$ ,  $Q_2$  = BC547,  $R_4$ ,  $R_7$ ,  $R_8$  = 4,7k $\Omega$ ,  $R_5$  = 62k $\Omega$ ,  $R_6$  = 10k $\Omega$ ,  $C_3$  = 0,1 $\mu\text{F}/100\text{ V}$ ,  $D_7$  = 1N914,  $D_{c5}$ ,  $D_{c6}$  = 1N758.

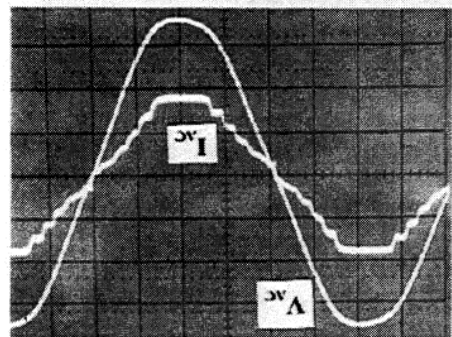


Fig.11 - Tensão de entrada  $V_{AC}$  (50 V/div) e corrente de entrada  $I_{AC}$  (0,5 A/div), Escala de Tempo: 2ms/div.

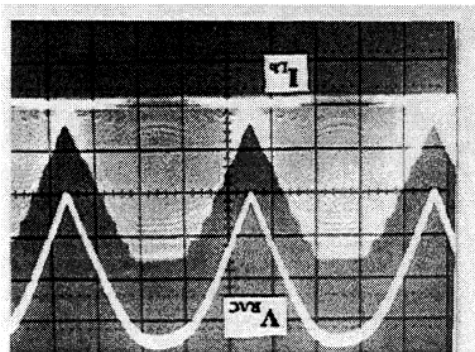


Fig. 12 - Tensão de entrada retificada  $V_{rac}$  (50 V/div) e corrente no indutor boost  $I_{pb}$  (0,5 A/div), Escala de tempo: 2ms/div.

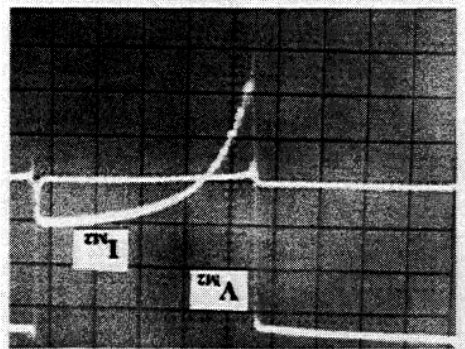


Fig. 13 - Comutação do MOSFET  $M_2$ , tensão  $V_{m2}$  (50 V/div), corrente  $i_{m2}$  (2 A/div), Escala de tempo: 2 $\mu\text{s}/\text{div}$ .

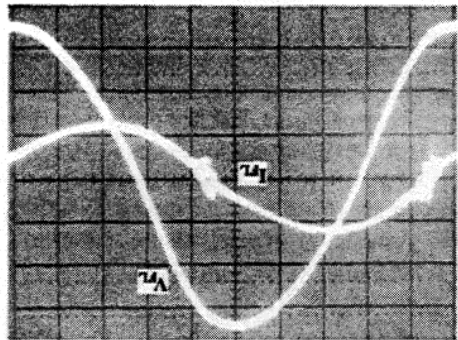


Fig. 14 - Tensão e corrente nas lâmpadas fluorescentes,  $V_{rl}$  (100 V/div) e  $I_{rl}$  (0,5 A/div), Escala de tempo: 2  $\mu\text{s}/\text{div}$ .

As seguintes características do reator eletrônico foram obtidas experimentalmente:  $\eta=92\%$ ,  $FP=0.99$  e  $THD=15\%$ .

## 8 - CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um reator eletrônico de alto fator de potência, baixo custo e baseado em um único estágio de processamento de potência.

O princípio de funcionamento do reator eletrônico proposto pode ser facilmente entendido, considerando que ele opera como sendo dois conversores independentes em cascata. O primeiro deles é um conversor boost não convencional operando no modo descontínuo de condução de corrente. Este é um método simples mais muito eficaz de se alcançar alto fator de potência com baixo custo. O segundo deles é um conversor ressonante auto-oscilante série-paralelo isolado em meia-ponte, operando acima da frequência de ressonância para proporcionar comutação sob tensão nula para os MOSFETs. Este conversor tem se apresentado como uma opção atrativa, devido apresentar um custo competitivo com os reatores magnéticos convencionais. Além disso, ele possui alta confiabilidade, já que não necessita de circuitos integrados para o comando do MOSFETs.

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

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Peter N. Wood, "High Frequency Discharge Lamp Ballasts Using Power MOSFETs, IGBTs and High Voltage Monolithic Drivers", *PCI Proc.*, 1989, pp.307-325.
- [2] M.I. Mahmoud, "Design Parameters for High frequency Series Resonance Energy Converters Used as Fluorescent Lamp Electronic Ballast", *EPE Proc.*, 1989, pp. 367-371.
- [3] M. K. Kazimierczuk and W. Szaraniek, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", *IEEE-Transactions on Power Electronics*, vol. 8, No. 4, October 1993, pp. 386-395.
- [4] Jim Spangler and Anup K.Behera, "Power Factor Correction Used for Fluorescent Lamp Ballast", *IEEE-IAS Proc.*, 1991, pp.1836-1841.
- [5] 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.
- [6] T.H. Yu, H.M. Huang and T.F. Wu, "Self Excited Half Bridge Series Resonant Parallel Loaded Fluorescent Lamp Electronic Ballast", *IEEE-APEC Proc.*, 1995, pp. 657-664.

- [7] G. Gambirasio, W. Kaiser, L. Matakas Jr. and W. P6, "High Frequency Power Converters for Fluorescent Lamps", *EPE Proc.*, 1989, pp. 337-339.
- [8] T.H. Yu, L.M. Wu and T.F. Wu, "Comparisons Among Self-Excited Parallel Resonant, Series Resonant and Current-Fed Push-Pull Electronic Ballast", *IEEE-APEC Proc.*, 1994, pp.421-426.
- [9] D.R. Caballero and Ivo Barbi, "Electronic System for Fluorescent Lighting: Contribution for Resonant Parameters Design", *1º COBEP*, Florianópolis, Dec. 1991, pp. 56-59.
- [10] 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.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**José Luiz F. Vieira**, nasceu em Muqui, estado do Espírito Santo, em 30 de Dezembro de 1958. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo (UFES), Vitória - ES, em 1981. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela COPPE/Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), Rio de Janeiro - RJ, em 1986, e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis - SC, em 1993. Atualmente, é professor titular do Depto. de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, onde atua desde 1982. Participou como consultor de algumas empresas, destacando a Ericson Sistemas de Energia, na implementação de fontes chaveadas de alto desempenho, em 1993, e a Empresa de Processamento de Dados do Espírito Santo (PRODEST), na especificação de Sistemas ininterruptos de energia, em 1995. É membro do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (LEPAC - DEL - CT/UFES), onde desenvolve as atividades de pesquisa e orienta trabalhos de graduação, pós-graduação e projeto RHAЕ. Sua área de interesse compreende desenvolvimento de conversores estáticos de alto desempenho, fontes de alimentação chaveadas e ajustáveis de alta frequência, conversores para correção de fator de potência e sistemas eletrônicos de iluminação. É membro do SOBRAEP, SBA e IEEE.

**Márcio Almeida C6**, nasceu em Vitória, estado do Espírito Santo, em 24 de Dezembro de 1968. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo (UFES), Vitória - ES, em 1990. Obteve título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis - SC, em 1993. Atuou como professor substituto entre 1993 e 1995 no Depto. de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo. Atualmente, é engenheiro bolsista do projeto RHAЕ/CNPq junto ao Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (LEPAC - DEL - CT/UFES). Sua área de interesse compreende fontes de alimentação chaveadas e correção de fator de potência. É membro do SOBRAEP e IEEE.