

REATORES ELETRÔNICOS DE BAIXO CUSTO COM COMANDO AUTO-OSCILANTE PARA LÂMPADAS T5

*Claudinor B. Nascimento, **Arnaldo J. Perin

*Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Ponta Grossa
Departamento de Engenharia Eletrônica

Av. Monteiro Lobato Km 04 – 840116-180, Ponta Grossa - PR.

** INEP – Instituto de Eletrônica de Potência

Departamento de Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Catarina

C. P.: 5119 – 88040-970, Florianópolis - SC

*claudinor@utfpr.edu.br, **arnaldo.perin@inep.ufsc.br

Resumo – Uma nova família de reatores eletrônicos de único estágio, com elevado fator de potência e sem filtro L-C de entrada, é apresentada neste trabalho. A utilização de indutores Boost (L_{in}), que funcionam em conjunto com os capacitores série do circuito ressonante (C_{d1} e C_{d2}) conectados diretamente no estágio de entrada garante a correção do fator de potência do reator sem a necessidade da utilização de um filtro L-C. Desta forma, tem-se um reator com poucos componentes e elevado rendimento o que o torna atrativo para uma possível aplicação comercial. Resultados experimentais de um protótipo com comando auto-oscilante, alimentando duas lâmpadas T5 de 54 W, aplicando a metodologia desenvolvida, comprovam a eficiência do reator proposto.

Palavras chaves – Reator Eletrônico, Lâmpadas Fluorescentes, Correção do Fator de Potência, Auto-Oscilante, Charge Pump.

LOW-COST SELF-OSCILLATING ELECTRONIC BALLASTS FOR T5 LAMPS

Abstract – This paper presents a new family of low-cost single-stage and self-oscillating electronic ballast with high power factor without LC input filter applied to fluorescent lamps. Using inductor Boost (L_{in}), which works integrated to series resonant circuit capacitors (C_{d1} and C_{d2}) directly connected to the input stage, ensures the power factor correction of the electronic ballast without an LC filter. Thus, the electronic ballast has few components and high performance which makes it attractive for potential commercial application. Experimental results of one prototype with self-oscillating drive applying the developed methodology to feed two T5 lamps of 54 W, demonstrate the efficacy of the proposed electronic ballast.

Keywords – Electronic Ballast, Fluorescents Lamps, Power Factor Correction, Self-Oscillating, Charge Pump.

Artigo submetido em 06/02/2013. Revisado em 16/04/2013. Aceito para publicação em 15/05/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, boa parte das pesquisas realizadas no mundo, em relação a sistemas de iluminação, utiliza LEDs como fontes artificiais de luz. Por apresentarem melhores características quanto à reprodução de cor, um maior fluxo luminoso e tempo de vida útil, quando comparados às lâmpadas convencionais como a incandescente e a fluorescente, naturalmente, as aplicações que utilizam LEDs vêm se tornando cada vez mais expressivas [1-4]. No entanto, o custo de produção dos LEDs de potência é elevado [4] e, associado a outras condições necessárias para a sua utilização, como o uso dos conversores eletrônicos, suas aplicações continuam sendo limitadas. Neste sentido, a utilização de lâmpadas convencionais como a fluorescente e a de vapor de sódio continuará sendo fundamental por mais alguns anos.

Nestes últimos anos, a preocupação com a qualidade da energia elétrica fornecida pelos sistemas de distribuição de energia tem sido fator decisivo no desenvolvimento de novas tecnologias voltadas aos sistemas eletrônicos processadores de energia, principalmente devido às exigências das normas técnicas, como as da *International Electrotechnical Commission (IEC)* e as do *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, que regulamentam a utilização destes equipamentos eletroeletrônicos. Nas aplicações que se consomem baixas potências como, por exemplo, em sistemas de iluminação, a utilização de novas técnicas que realizam a correção do fator de potência, de modo a minimizar o conteúdo harmônico mantendo o fator de potência próximo da unidade, é extremamente atrativa [5-8]. Assim, visando a redução dos custos de implementação, normalmente se utiliza topologias com estágio único, ou seja, o estágio inversor e o de correção do fator de potência do reator operam de forma integrada [7-24].

Uma das técnicas mais eficiente e altamente difundida nos últimos anos [14-21], que utiliza a inversão e a correção do fator de potência em um único estágio, é conhecida como *Charge Pump* [14]. Mesmo considerando os reatores *Charge Pump* clássicos [20] como sendo uma das melhores soluções para a correção do fator de potência por serem de baixo custo, duas desvantagens podem ser citadas. A primeira é que estas topologias somente são eficazes quando utilizadas juntamente com um filtro L-C de entrada, necessário para eliminação das harmônicas em alta frequência. A segunda é que, em determinadas potências, elas podem produzir um

fator de crista na corrente da lâmpada além dos limites especificados pelas normas técnicas. Sendo assim, os reatores que apresentarem soluções que permitam diminuir a quantidade de componentes, bem como o seu peso e volume como, por exemplo, a redução física dos elementos eletromagnéticos (indutores e transformadores) ou a retirada de alguns desses componentes, mantendo a estrutura dentro dos limites das normas técnicas, estarão sempre à frente das demais para uma possível aplicação comercial.

Neste trabalho será apresentada uma família de reatores baseada no conceito *Charge Pump*, porém com menor número de componentes, elevado fator de potência e rendimento, além de poder ser aplicada em potência de até 250 W satisfazendo a norma ABNT NBR 14418:2011 em relação ao fator de crista [29]. Desta forma, têm-se estruturas de reatores eletrônicos que podem ser utilizados pela indústria de iluminação que atende uma demanda de cerca de 20% da energia consumida [22].

II. EVOLUÇÃO TOPOLÓGICA

A família de reatores apresentadas em [15] baseia-se no conceito *Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction* (VS-CPPFC) que, embora apresente um número muito reduzido de componentes, ainda possui as desvantagens do baixo rendimento e a elevada tensão do barramento DC, limitando a suas aplicações em baixa potência, principalmente para as lâmpadas fluorescentes compactas. Visando obter elevado rendimento, bem como um nível de tensão de barramento DC reduzido, as topologias propostas neste trabalho possuem características de saída em fonte de corrente, ou seja, *Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction* (CIC-CPPFC) [16].

A Figura 1.a mostra o reator CIC-CPPFC com o filtro L_F - C_F de entrada e um indutor “Boost” L_{in} alimentando duas lâmpadas. Com o deslocamento do indutor L_{in} para antes da ponte retificadora e a simples mudança do ponto “x” para o anodo de D_3 , torna-se possível a retirada do diodo D_y , como mostra a Figura 1.b [18]. Nesta configuração, a integração entre o circuito ressonante (estágio inversor) e o estágio de entrada é mantida e a correção do fator de potência no reator é obtida de forma natural. Esta estrutura mantém as mesmas características do CIC-CPPFC, ou seja, a retirada do diodo D_y reduz o número de componentes do reator, porém não traz benefícios quanto ao fator de crista na lâmpada e a DHT (Distorção Harmônica Total) da corrente de entrada. Esta alteração torna o circuito simétrico com o acréscimo de um capacitor em paralelo com o diodo D_4 , como mostra a Figura 1(c), muda o funcionamento da estrutura original e, como consequência, melhora o fator de crista sobre a lâmpada, mantendo a DHT da corrente de entrada dentro das especificações das normas. Analisando a Figura 1.c, pode-se verificar que, como existe um caminho direto entre o estágio inversor e o estágio de entrada, o indutor do filtro de entrada L_F assume duas funções durante a operação do reator. Em baixa frequência ele atua como filtro passa baixa e em alta frequência como um indutor Boost, reforçando a ação do indutor L_{in} . Logo, pode-se afirmar que, com o aumento da sua magnitude (indutância), não há mais a necessidade de se utilizar o indutor L_{in} . Neste caso, o capacitor C_F deve ser projetado para valores pequenos (unidades de nF) ou retirado

do circuito, pois o reator apresenta características de funcionamento semelhantes a de um retificador Boost com correção do fator de potência. A Figura 1.d apresenta o reator sem o indutor L_{in} .

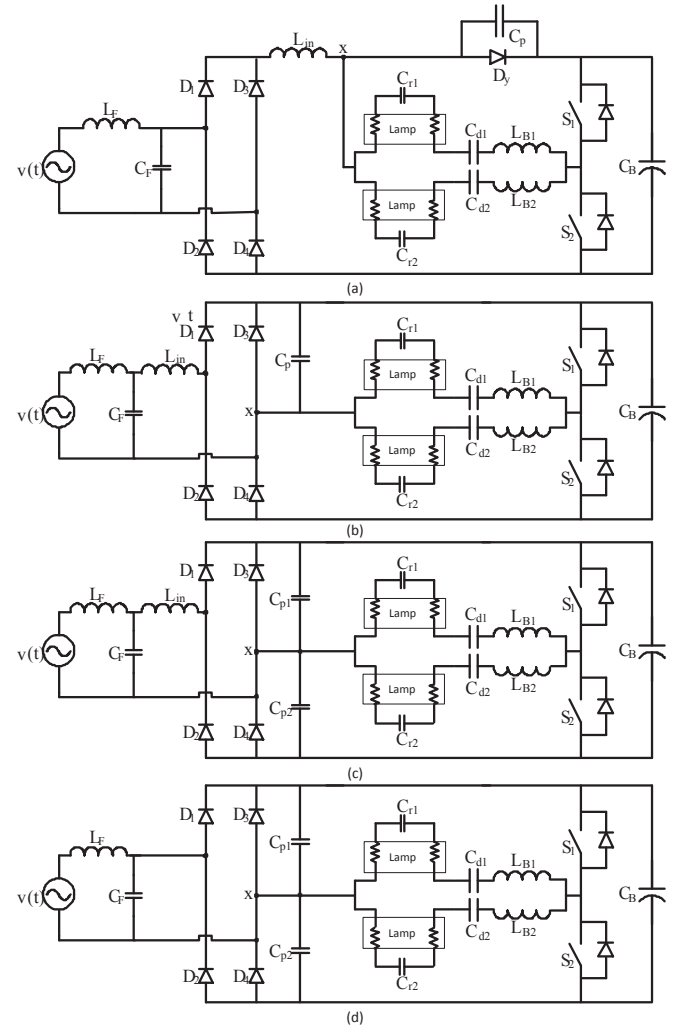


Fig. 1. (a) Reator CIC-CPPFC [12]; (b) Reator CIC-CPPFC sem D_y ; (c) Reator CIC-CPPFC com dois capacitores *Charge Pump* C_{p1} e C_{p2} ; Reator sem o indutor L_{in} .

Através de uma análise detalhada da Figura 1.d, pode-se demonstrar que, além dos capacitores C_{p1} e C_{p2} variarem suas cargas simultaneamente na frequência de comutação, a fonte $v(t)$ fornece corrente para o circuito com possíveis ondulações nesta mesma frequência. Logo, durante a condução do interruptor S_1 , a fonte $v(t)$ assume toda a corrente dos circuitos ressonantes e durante o bloqueio (condução de S_2), as correntes dos circuitos ressonantes circulam por D_4 , sem passar pela mesma fonte $v(t)$. Com a divisão do ponto “x” em dois pontos “x1” e “x2”, cada um conectado em um braço da ponte retificadora (por exemplo “x1” no anodo de D_1 e “x2” no anodo de D_3), como mostra a Figura 2.a, a fonte $v(t)$, para cada metade do período de comutação, conduzirá a corrente de um dos circuitos ressonantes, passando a fornecer corrente com possíveis ondulações com o dobro da frequência de comutação. Quanto aos capacitores C_{p1} e C_{p2} , cada um variará sua carga durante a metade do período de comutação do reator. Através das figuras que serão apresentadas durante o princípio de

funcionamento, poderá ser observado com mais clareza a situação de cada capacitor *Charge Pump*. Desta forma, além dos valores máximos instantâneos da corrente de entrada ficarem reduzidos pela metade, o valor do indutor do filtro L_F também diminui, não somente em magnitude como também fisicamente, pois ele passa a atuar com o dobro da frequência de comutação do inversor. Com a utilização dos dois pontos “x1” e “x2”, as correntes dos circuitos ressonantes se alternam circulando pela fonte $v(t)$. Isto faz com que os capacitores C_{d1} e C_{d2} , além de agirem como componentes ressonantes, também passam a atuar como capacitores de filtro em baixa frequência. Desta forma, o capacitor do filtro de entrada C_F pode ser retirado e o indutor L_F passa a ser um indutor Boost L_{in} , como mostra a Figura 2.b. A utilização de dois indutores acoplados magneticamente, como mostra a Figura 2.c, não altera o funcionamento do reator, porém reduz o conteúdo harmônico em alta frequência da corrente de entrada e permite obter a variação topológica apresentada na Figura 2.d. Com os capacitores C_{p1} e C_{p2} conectados diretamente à carga do estágio inversor (circuito ressonante), encontra-se a Figura 2.e. Esta conexão altera a forma com que estes capacitores atuam no circuito, porém se mantém a característica CIC-CPPFC.

As topologias propostas neste grupo de reatores mantêm as características mais importantes dos CIC-CPPFC, porém a retirada do filtro de entrada reduz consideravelmente o número de componentes que os constituem. Quanto ao funcionamento destes reatores, o fornecimento da corrente da fonte de alimentação para o circuito com possíveis ondulações com o dobro da frequência de comutação, permite a redução física dos indutores L_{in} 's. Sendo assim, além da quantidade de componentes ser menor, o peso e o volume também são reduzidos. Considerando todas estas características, estes reatores se destacam entre todos os que utilizam a integração entre o estágio inversor e o estágio PFC, tornando-os muito atrativos para uma possível aplicação comercial. Neste trabalho, é implementada a topologia proposta na Figura 2.b, por não necessitar da utilização de um indutor Boost acoplado. No entanto, todas as outras possuem características semelhantes quanto ao rendimento (η), Fator de Potência (FP), Fator de Crista (FC) e Distorção Harmônica Total (DHTi) da corrente da fonte de alimentação de entrada, conforme apresentadas na TABELA I. Estes dados foram obtidos através de simulações realizadas por computador para duas lâmpadas T5 de 54 W.

TABELA I

Características das topologias propostas na Figura 2.

TOPOLOGIAS	η (%)	FP	FC	DHTi (%)
Figura 2.a	95	0,99	1,50	21,0
Figura 2.b	95	0,99	1,57	8,0
Figura 2.c	95	0,99	1,58	9,7
Figura 2.d	95	0,99	1,53	7,0
Figura 2.e	91	0,99	1,57	9,0

III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE

Como o princípio de funcionamento do circuito é o mesmo para o semiciclo positivo e negativo da rede, e também em função da simetria do circuito em um período de

comutação em alta frequência, apresenta-se apenas metade das etapas de um período de comutação dentro do semiciclo positivo da rede.

Durante a descrição das etapas de funcionamento e do equacionamento, foram consideradas algumas simplificações para a análise do circuito:

- A ondulação da tensão V_B (tensão sobre C_B) será desprezada;
- A tensão nos terminais da fonte de entrada $v(t)$ será considerada constante durante um período de comutação;
- A corrente de entrada será considerada constante em todo o período de comutação;
- As correntes dos circuitos ressonantes serão consideradas fontes de correntes igualmente ideais;
- Todos os componentes serão considerados ideais.

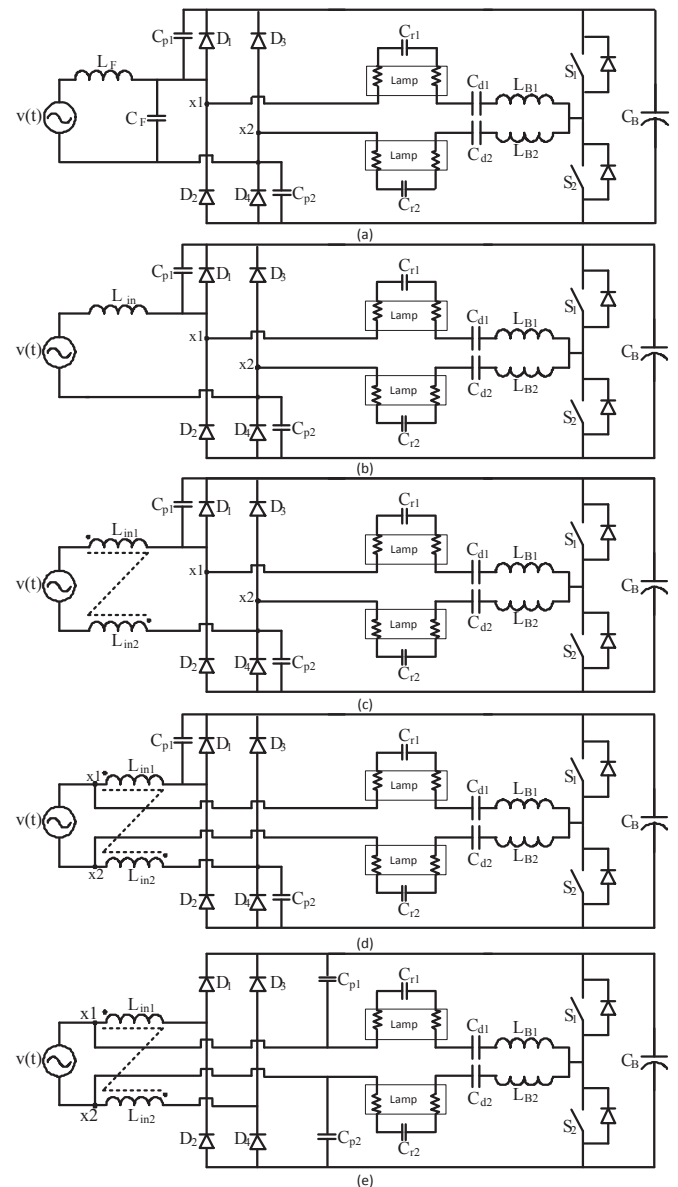


Fig. 2. Topologias Propostas: (a) Reator sem o indutor L_{in} com dois pontos “x1” e “x2”; (b) Reator sem o indutor L_{in} e sem o capacitor de filtro C_F ; (c) Reator com indutores L_{in} acoplados sem o capacitor de filtro C_F ; (d) Variação topológica da Fig. 2(c); (e) Reator sem filtro de entrada e capacitores *Charge Pump* conectados diretamente nos circuitos ressonantes.

Primeira Etapa – (t_0-t_1): No instante t_0 , S_2 é comandado a bloquear. Como as correntes dos indutores L_{B1} e L_{B2} não podem mudar de sentido instantaneamente, o diodo D_{T1} começa a conduzi-las. A partir deste instante, C_{p1} começa a se descarregar enquanto que os indutores L_{B1} e L_{B2} reduzem suas cargas fornecendo energia para o capacitor C_B . Nesta etapa de operação, não há variação de carga do capacitor C_{p2} e o indutor L_{in} está armazenando energia. Esta etapa termina quando as correntes dos indutores L_{B1} e L_{B2} chegam a zero e o capacitor C_{p1} se descarrega totalmente. Neste instante, D_1 entra em condução. A Figura 3 representa esta etapa de operação.

Segunda etapa – (t_1-t_2): No instante t_1 , C_{p1} fica totalmente sem carga e a corrente de D_4 chega a zero, levando-o ao bloqueio. A partir deste instante, C_{p2} começa a se carregar com parte da corrente do indutor L_{B2} enquanto a corrente de L_{B1} circula por D_1 e S_1 . Nesta etapa, L_{in} fornece energia até o instante em que C_{p2} alcança sua carga máxima. Esta etapa termina quando S_1 é comandado a bloquear e S_2 comandado a conduzir. A Figura 4 apresenta esta etapa de operação.

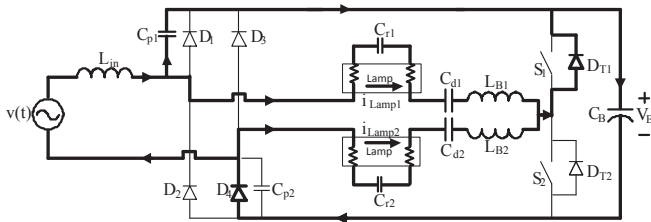


Fig. 3. Primeira Etapa (t_0-t_1).

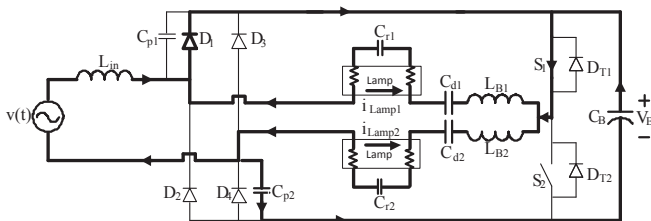


Fig. 4. Segunda Etapa (t_1-t_2).

Terceira etapa – (t_2-t_3): No instante t_2 , S_1 é bloqueado e S_2 comandado a conduzir. Como as correntes dos indutores L_{B1} e L_{B2} não podem variar instantaneamente, D_{T2} começa a conduzi-las. A partir deste instante, C_{p2} começa a se descarregar enquanto que as correntes dos indutores L_{B1} e L_{B2} decrescem fornecendo energia para o capacitor C_B . Nesta etapa de operação, não há variação de carga do capacitor C_{p1} e o indutor L_{in} está armazenando energia. Esta etapa termina quando as correntes dos indutores L_{B1} e L_{B2} chegam a zero e o capacitor C_{p2} se descarrega totalmente. Neste instante, D_4 entra em condução. A Figura 5 apresenta esta etapa de operação.

Quarta etapa – (t_3-t_4): No instante t_3 , C_{p2} fica totalmente sem carga e a corrente de D_1 chega a zero levando-o ao bloqueio. A partir deste instante, C_{p1} começa a se carregar com parte da corrente do indutor L_{B1} enquanto a corrente de L_{B2} circula por D_4 e S_2 . Nesta etapa L_{in} fornece energia até o instante em que C_{p1} alcança sua carga máxima e passa a receber energia. Esta etapa termina quando S_2 é comandado a bloquear e S_1 comandado a conduzir e um novo período de

comutação volta a se repetir. A Figura 6 apresenta esta etapa de operação.

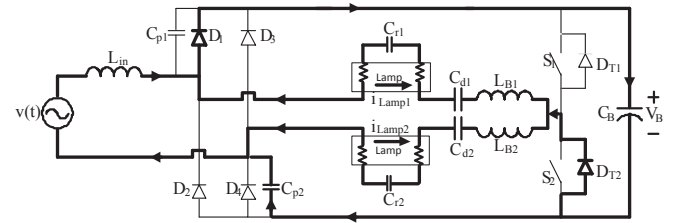


Fig. 5. Terceira etapa (t_2-t_3).

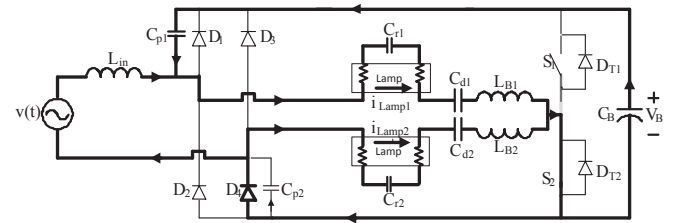


Fig. 6. Quarta etapa (t_3-t_4).

A Figura 7 apresenta as formas de ondas teóricas em regime permanente do reator para um período de comutação.

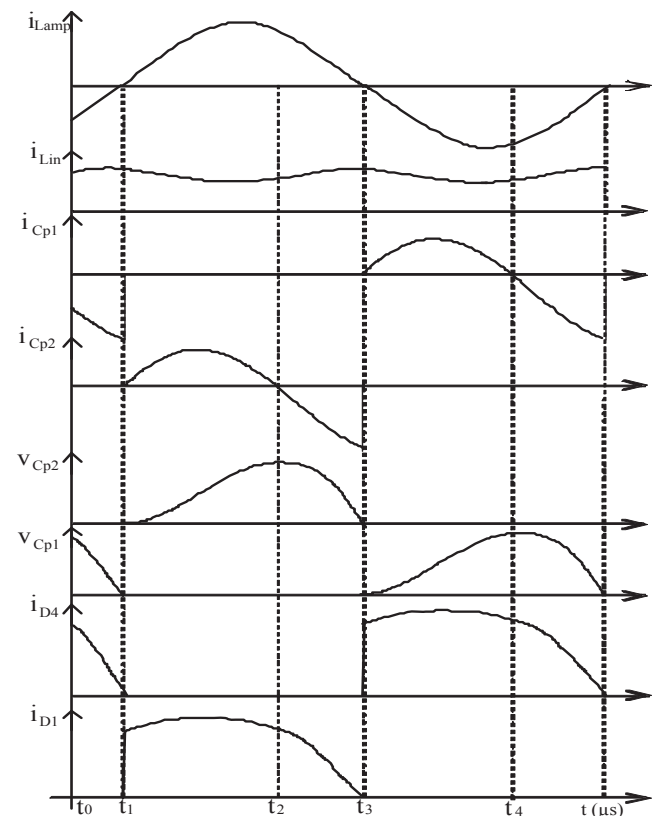


Fig. 7. Formas de ondas teóricas para um período de comutação.

IV. ANÁLISE MATEMÁTICA

Através das etapas de operação do reator, pode-se obter as equações que representam o seu princípio de funcionamento. Observa-se que não há a necessidade de utilizar todas as etapas de operação, visto que algumas delas são repetitivas em termos de análise matemática e, desta forma, não afetam

os resultados dos valores das grandezas que são calculadas. Com estas equações, são definidos os valores dos parâmetros que compõe o mesmo.

Na análise apresentada, são utilizadas as etapas que estão entre o intervalo de tempo t_1 a t_3 , ou seja, o intervalo desde a entrada em condução até o bloqueio de D_1 . É neste intervalo de tempo que ocorre a variação de carga no capacitor C_{p2} , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem os valores do indutor L_{in} e do capacitor C_{p2} . Como a variação de carga do capacitor C_{p1} é idêntica à variação de C_{p2} , não há a necessidade de se repetir a análise para o intervalo de tempo que ocorre esta variação. Portanto, a equação que determina C_{p2} é a mesma que define C_{p1} .

Para a análise do reator em regime permanente serão admitidas algumas considerações matemáticas.

A tensão da fonte de alimentação de entrada do reator é representada por (1).

$$v(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (1)$$

A corrente em cada um dos circuitos ressonantes do inversor é representada por (2).

$$i_{Lamp}(t) = I_{PLamp} \sin(\omega_s t + \theta) \quad (2)$$

A tensão sobre o capacitor C_{p2} é definida por (3).

$$v_{Cp2}(t) = -|v(t)| + L_{in} \cdot \frac{di_{Lin}(t)}{dt} + V_B \quad (3)$$

Derivando-se (3), tem-se:

$$\frac{dv_{Cp2}(t)}{dt} = L_{in} \cdot \frac{d^2 i_{Lin}(t)}{dt^2} \quad (4)$$

Aplicando a primeira lei de Kirchhoff no ponto “x2” tem-se:

$$i_{Lin}(t) + i_{Cp2}(t) = i_{Lamp}(t) \quad (5)$$

Sabendo-se que:

$$i_{Cp2}(t) = C_{p2} \cdot \frac{dv_{Cp2}(t)}{dt} \quad (6)$$

Substituindo (4) em (6) e o resultado em (5), tem-se:

$$i_{Lin}(t) + C_{p2} \cdot \left(L_{in} \cdot \frac{d^2 i_{Lin}(t)}{dt^2} \right) = I_{PLamp} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (7)$$

Resolvendo a equação diferencial de segunda ordem de (7), encontra-se a função variável no tempo que representa $i_{Lin}(t)$. Logo:

$$i_{Lin}(t) = I_{PLamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{|v(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + K \quad (8)$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{p2} \cdot L_{in}}}, \quad C_{p2} = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0} \quad e \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{p2}}} \quad (9)$$

e

$$K = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{PLamp} \cdot [\sin(\omega_s \cdot t + \theta) - \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)] + \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{PLamp} \cdot \left[-\frac{\omega_s}{\omega_0} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \right] \quad (9)$$

Considerando que:

$$\alpha = \frac{\omega_0}{\omega_s}, \quad t = \frac{\theta}{\omega_s}, \quad dt = \frac{d\theta}{\omega_s} \quad e \quad \omega_s \cdot T_s = 2\pi$$

Onde:

T_s é o período de comutação do estágio inversor

e

$$t_1 = 0, \quad t_3 = \frac{T_s}{2}$$

A corrente média de entrada, durante um período de comutação é dado por (10), ou seja:

$$I_{Linmed} = \frac{|v(t)| - V_B}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \frac{I_{PLamp} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)}{\pi} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right] + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lr} \cdot \cos(\theta) \cdot [2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]] \quad (10)$$

Fazendo $\theta = 0$, tem-se:

$$I_{Linmed} = |v(t)| \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + K_1 \quad (11)$$

Onde:

$$K_1 = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]}{2\pi \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{PLamp} \quad (12)$$

O fator de potência é unitário quando $K_1=0$, logo:

$$0 = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]}{2\pi \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{PLamp} \quad (13)$$

Trabalhando-se (13), tem-se:

$$I_{PLamp} = \frac{2 \cdot (\alpha^2 - 1)}{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]} \cdot \left[V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\alpha \cdot Z_0} \right] \right] \quad (14)$$

e

$$V_B = \frac{\left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]}{2 \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{PLamp}}{\left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\alpha \cdot Z_0} \right]} \quad (15)$$

Através do balanço entre a potência de entrada e a de saída, pode-se determinar o valor de C_{p2} em função das variáveis conhecidas do sistema.

A potência instantânea e a potência média instantânea de entrada são definidas por (16) e (17)

$$P_{in}(t) = |v(t)| \cdot i_{Lin}(t) \quad (16)$$

$$P_{in} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |v(t)| \cdot i_{Lin}(t) \cdot dt \quad (17)$$

Com a condição de fator de potência unitário obtém-se:

$$P_{in} = |v(t)|^2 \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] \quad (18)$$

Sabendo-se que:

$$P_{out} = \eta P_{in} \quad (19)$$

onde η é o rendimento e P_{out} é a potência média de saída do reator e

$$|v(t)| = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (20)$$

Substituindo (19) e (20) em (18) tem-se:

$$C_{p2} = \left(\frac{P_{out}}{2 \cdot \eta \cdot V_p^2 \cdot f_s} \right) \cdot \frac{1}{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)} \quad (21)$$

e

$$L_{in} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s^2 \cdot C_{p2}} \quad (22)$$

Estudos de simulação por computador mostram que as melhores respostas obtidas, tanto para a correção do fator de potência quanto para o valor da tensão de barramento e o valor do fator de crista, são para valores de “ α ” maiores que 0,4, conforme apresentado na TABELA II. No entanto, pode-se observar que, na medida em que “ α ” aumenta a tensão de barramento também aumenta sendo este um fator determinante para a sua especificação [25]. Neste trabalho, o valor de “ α ” utilizado para a definição dos valores teóricos de C_{p2} e L_{in} é de 0,5.

TABELA II
Características de saída do reator em função da variação de α

α	$C_{p1}=C_{p2}$	L_{in}	FP	FC	DHTi (%)	V_B
0,1	250 nF	101 μ H	0,98	1,50	201,0	305 V
0,2	65 nF	3,90 mH	0,99	1,6	92,0	305 V
0,3	30 nF	3,75 mH	0,99	1,8	54,0	305 V
0,4	18 nF	3,52 mH	0,99	1,7	13,0	310 V
0,5	12 nF	3,3 mH	0,99	1,55	9,2	335 V
0,6	9,5 nF	2,96 mH	0,99	1,55	9,5	355 V
0,7	7,8 nF	2,75 mH	0,99	1,57	8,8	375 V
0,8	6,85 nF	2,31 mH	0,99	1,58	7,3	390 V
0,9	6,3 nF	1,98 mH	0,99	1,6	5,9	420 V

A Figura 8 apresenta a curva de C_{p2} em função de f_s e P_{out} . Pode-se observar que os valores de C_{p2} são inversamente proporcionais à f_s e diretamente proporcionais a P_{out} . O gráfico apresentado na Figura 9 mostra que na medida em que se elevam os valores da frequência de comutação e da potência da lâmpada, o indutor Boost L_{in} tende a diminuir. Estes dados são importantes nas aplicações onde é necessário trabalhar com estruturas mais compactas como nos casos de algumas lâmpadas fluorescentes.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a obtenção dos resultados experimentais, foi implementado um protótipo com comando auto-oscilante para alimentar duas lâmpadas T5 de 54 W. O projeto dos componentes do transformador do comando auto-oscilante, que opera na saturação, pode ser elaborado através das metodologias apresentadas em [26-28]. Os parâmetros para cálculos dos elementos do circuito são: frequência de comutação 50 kHz, valor de pico da tensão senoidal de entrada igual a 311 V, rendimento de 90% e $\alpha=0,5$. A Figura 10 apresenta o diagrama elétrico do protótipo implementado.

TABELA III
Valores e especificações dos componentes implementados

Parâmetros	Valores
L_{in}	3,7 mH
$C_{p1}=C_{p2}$	15 nF
$L_{B1}=L_{B2}$	1,5 mH
$C_{r1}=C_{r2}$	12 nF
$C_{d1}=C_{d2}$	33 nF
$R_{B1}=R_{B2}$	68 Ω
$R_1=R_2$	1K Ω
C_B	47 μ F/450 V
$D_1=D_2=D_3=D_4$	1N4937
D_5	1N4936
$Z_1=Z_2=Z_3=Z_4$	1N7446
Transformador de pulso	$L_{TP}=13 \mu$ F; $L_{TS1}=L_{TS2}=460 \mu$ F NT15-TH50 1/18/18
$S_1=S_2$	IRF840
R_5	470 k Ω

A TABELA III apresenta os valores e as especificações dos componentes implementados. Observa-se que, em relação aos valores apresentados na TABELA II, houve a necessidade de ajustar C_{p1} , C_{p2} e L_{in} para garantir que as lâmpadas funcionassem próximas às suas potências nominais.

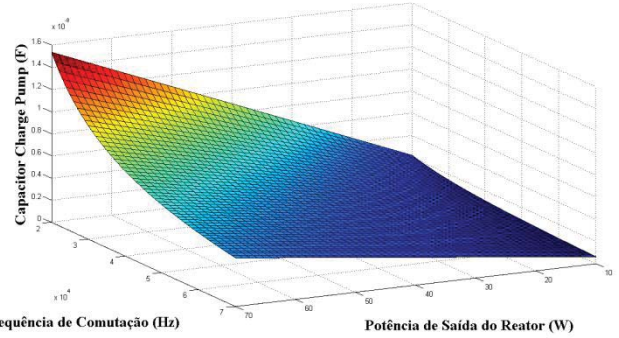


Fig. 8. Variação de C_{p2} em função da potência da lâmpada P_{out} e da frequência de comutação f_s .

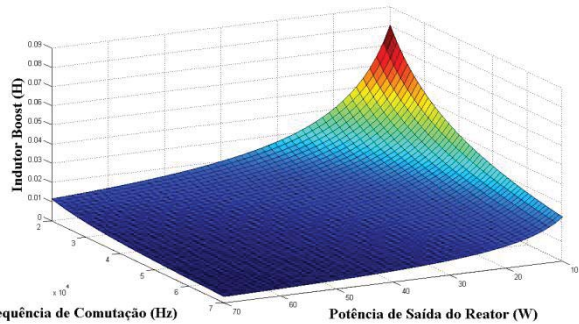


Fig. 9. Variação de L_{in} em função da potência da lâmpada P_{out} e da frequência de comutação f_s .

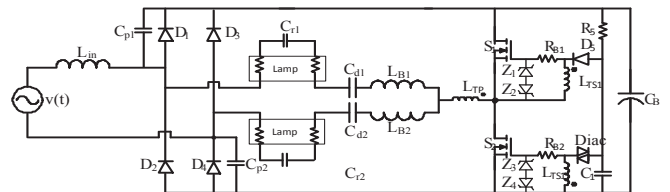


Fig. 10. Diagrama elétrico do protótipo implementado.

Os valores dos resultados experimentais obtidos são apresentados na TABELA IV.

TABELA IV
Resultados experimentais obtidos

Parâmetros	Valores
P_{in}	124 W
P_{out}	2x56 W
V_B	354 V (tensão máxima)
η	90,3 %
DHT	5 %
Fator de Potência	0,98
Fator de crista	1,68

A Figura 11 apresenta a tensão e a corrente de entrada do reator. A DHT total da corrente de entrada é igual a 5% com nenhuma harmônica individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 Classe C, conforme mostrado na

Figura 12. A potência total (arco + filamentos) entregue para cada lâmpada é de 56 W correspondendo a um rendimento do reator igual a 90,3 %.

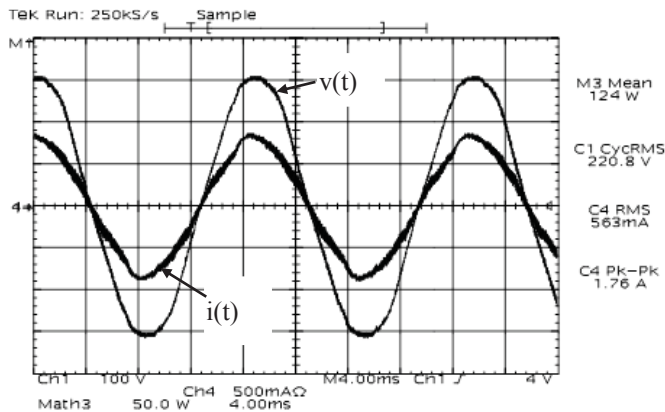


Fig. 11. Tensão e corrente de entrada do reator. (escalas - v: 100 V/div; i: 500 mA/div; t: 4 ms/div).

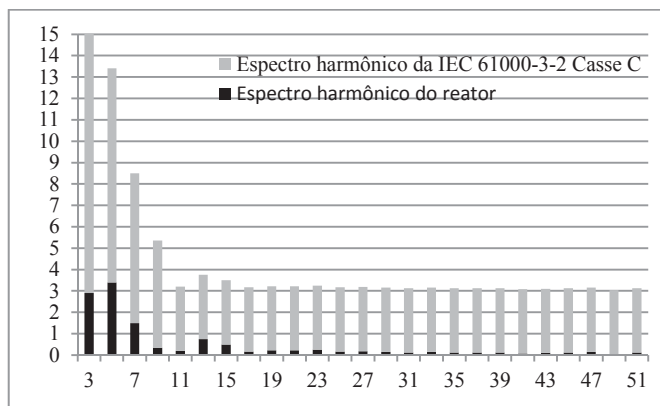


Fig. 12. Espectro harmônico da corrente de entrada do reator satisfazendo a IEC61000-3-2 Class C.

A Figura 13 apresenta a envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas. O fator de crista obtido é de 1,68, encontrando-se abaixo do valor máximo especificado pela norma ABNT NBR 14418:2011, que trata da prescrição de desempenho de reatores para lâmpadas fluorescentes. Na Figura 14 têm-se a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência. Pode-se observar que suas formas são muito semelhantes à de uma senóide. Na Figura 15 tem-se a tensão do barramento CC (capacitor C_B) durante o processo de partida da lâmpada. Verifica-se que seu valor máximo também se encontra dentro das especificações dos componentes utilizados no reator. Na Figura 16, têm-se a tensão sobre uma das lâmpadas durante o processo de partida. Observou-se, durante os ensaios, que o valor máximo pode alcançar a ordem de 1 kV. No entanto, os valores nesta ordem aconteceram esporadicamente. Foram observados valores na ordem de 700 V a 1 kV. Pelo fato do tempo de partida da lâmpada estar abaixo de 400 ms, caracteriza-se o reator como sendo do tipo partida instantânea. A Figura 17 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente em um dos interruptores. Verifica-se que a comutação é pouco dissipativa pelo fato de que os interruptores utilizados (IRF840) apresentam uma elevada capacitância intrínseca de saída, tornando a comutação sob tensão nula (ZVS).

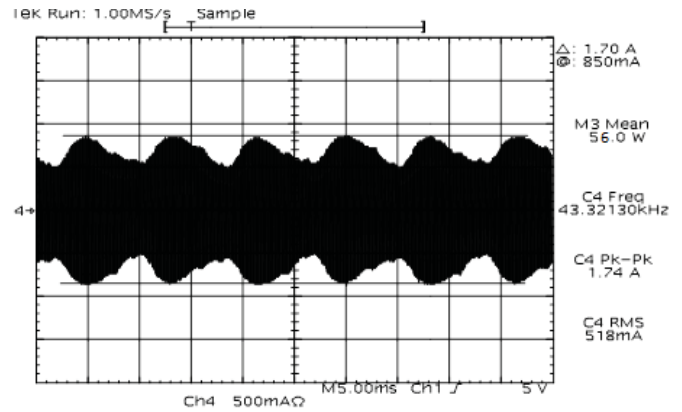


Fig. 13. Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas com fator de crista de 1,68 (escalas - i: 500 mA/div; t: 5 ms/div).

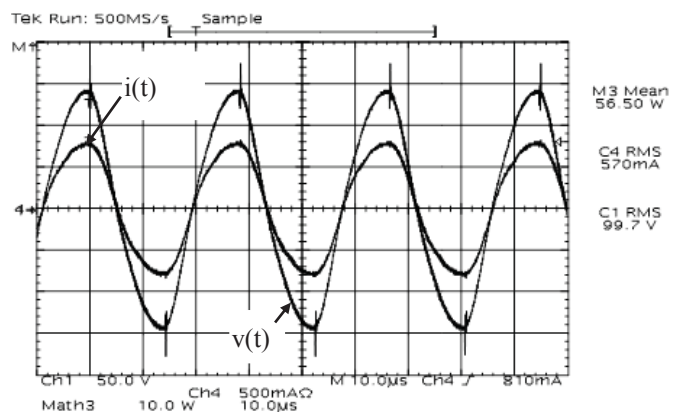


Fig. 14. Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação (escalas - v: 50 V/div; i: 500 mA/div; t: 10 μs/div).

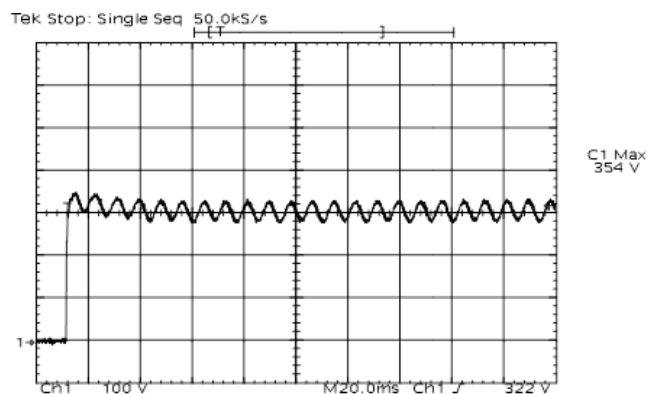


Fig. 15. Tensão do barramento CC durante o processo de partida; (escalas - v: 100 V/div; t: 20 ms/div).

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho é apresentado um grupo de reatores que utilizam a técnica CIC-CPPFC. Verificou-se que com a otimização do circuito, aproveitando os componentes para trabalharem em toda faixa de frequência, conseguiu-se retirar o filtro L_F-C_F das principais estruturas propostas. Desta forma, as topologias apresentadas têm como principal característica um reduzido número de componentes, o que proporciona um baixo peso, volume e custo.

Através dos resultados experimentais utilizando o comando auto-oscilante, validou-se a metodologia de projeto

aplicada e verificou-se que não existe qualquer tipo de restrição quanto a sua aplicação, tornando as topologias propostas atrativas para as aplicações comerciais, independentes do nível de potência e do tipo de lâmpada empregado.

Por fim, existe a possibilidade de se aprimorar as topologias propostas para operarem com processo de ignição para um tempo superior a 400 ms e caracterizar estes reatores como reatores com partida rápida. Isto propicia um menor desgaste dos eletrodos das lâmpadas e evita que haja uma redução da vida útil das mesmas.

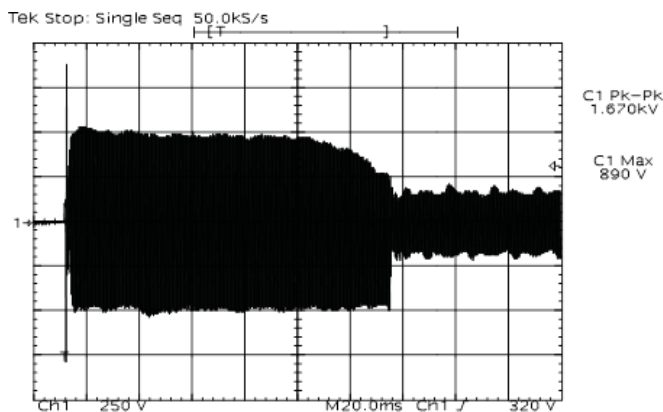


Fig. 16. Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (escalas - v: 250 V/div; t: 20 ms/div).

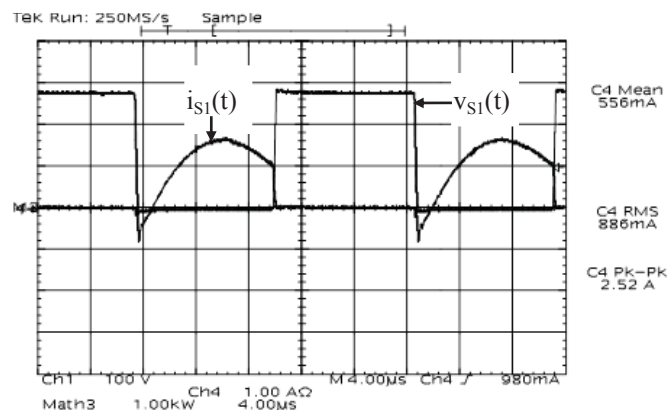


Fig. 17. Tensão e corrente em um dos interruptores (escalas - v: 100 V/div; i: 1 A/div; t: 4 μs/div).

REFERÊNCIAS

- [1] M. Neary, M. Quijano, “Solid state lighting for industrial locations”, *Petroleum and Chemical Industry Conference*, 2009.
- [2] M.R. Krames, O.B. Shchekin, M.M. Regina, G.O. Mueller, L. Zhou, G. Harbers, G. Craford, “Status and Future of High-Power Light-Emitting”, *Journal of Display Technology*, vol. 3, no. 2, pp. 160-175, 2007.
- [3] D.A. Steigerwald, J.C. Bhat, D. Collins, R.M. Fletcher, M.O. Holcomb, “Illumination With Solid State Lighting Technology”, *Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 8, no. 2, pp.310-320, 2002.
- [4] J.Y. Tsao, M.E. Coltrin, M.H. Crawford, J.A. Simmons, “Solid-State Lighting: An Integrated Human Factors, Technology, and Economic Perspective”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, pp. 1162 – 1179, 2010.]
- [5] S.C. Wang ; Y.H. Liu ; S.S. Chiang ; Y.Y. Chen ; C.W. Huang, “High-power-factor electronic ballast for T5 fluorescent lamp with multiple dimming interfaces”, *Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2012.
- [6] W.F. Ray, R. M. Davis, “The Definition and Importance of Power Factor for Power Electronic Converters”, *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 799 – 805, 1989.
- [7] M.F da Silva, J. Fraytag, M.E. Schlittler, N.B. Chagas, T. Marchesan, M.A.D Costa, A.R. Seidel, J.M. Alonso, R.N do Prado, “Dimmable high power factor single-stage electronic ballast for electrodeless fluorescent lamps”, *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 2012.
- [8] J.M Alonso, J. Viña,; D.G. Vaquero, G. Martínez, R. Osorio, “Analysis and Design of the Integrated Double Buck-Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 1689 – 1697, 2012.
- [9] A.L. Fuerback, C. da S Postiglione, C.B. Nascimento, D.C. Martins, A.J.Perin, “Near-Unity Power Factor Electronic Ballast Based on Integration Techniques to Drive High-Intensity Discharge Metal Halide (HID-MH) Lamps”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 1760 – 1769, 2012.
- [10] J.A. Alves, A. J. Perin, I. Barbi, “An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamp”, *IEEE Industry Application Society – Annual Meeting*, pp. 2129 – 2135, 1996.
- [11] C.S. Moo, K.H. Lee, Cheng, H.L. W.M. Chen, “A. Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast With ZVS Buck-Boost Conversion”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 1136 – 1146 , 2009.
- [12] C. Ekkaravarodome, A. Nathakaranakule, I. Boonyaroonate, “Single-Stage Electronic Ballast Using Class-DE Low-di/dt Current-Source Driven Rectifier for Power-Factor Correction”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010.
- [13] J.C. Hsieh, J.L. Lin, “Novel Single-Stage Self-Oscillating Dimmable Electronic”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009.
- [14] J. Qian, F.C. Lee, “Charge Pump Power - Factor - Correction Technologies Part I: Concept and Principle”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 1, pp. 121 – 129, 2000.
- [15] C.B. Nascimento, A.J. Perin, “High Power Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps with Reduced Input Filter and Low Cost of Implementation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no. 2, pp. 711 – 721, 2008.
- [16] J. Qian, F.C. Lee, “A New Continuous Input Current Charge Pump Power Factor Correction (CIC-CPPFC) Electronic Ballast”, *IEEE Industry Application Society – Annual Meeting*, pp. 2299 – 2306, 1997.
- [17] M.S. Moisin, et all, “Ballast Circuit for Fluorescent Lamp”, United States Patent 5.691.606, 1997.
- [18] E.I. Pereira, C.B. Nascimento, A.J. Perin, “Electronic ballast for fluorescent lamps with the PFC stage integrated with the resonant inverter”, *35th Annual IEEE*

- Power Electronic Specialists Conference*, pp. 4050 – 4056, 2004.
- [19] C.B. Nascimento, E.I. Pereira, A.J. Perin, “Low Cost High Factor Electronic Ballast with no Input Filter”, *36th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference*, pp. 1100 – 1106, 2005.
- [20] J. Qian, F.C. Lee, “Charge Pump Power - Factor - Correction Technologies Part II: Ballast Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, nº 1, pp. 130 – 139, 2000.
- [21] R.L. Lin, H.Y. Liu, H.M. Shih, “AC-Side CCMCS–CP–PFC Electronic Ballast”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 789 – 796, 2007.
- [22] W. Paul, T. Satoshi, “Light's Labour's Lost: Policies for Energy-Efficient Lighting”, *International Energy Agency*, pp. 25-30, 2006.
- [23] I. Takahashi, “Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit by Dither”. In *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 1289 – 1294, 1990.
- [24] T.F. Wu, C.H. Chang, Z.R. Liu, “Ripple-Free, Single-Stage Electronic Ballasts with Dither-Booster Power Factor Corrector”, *IEEE Industry Applications Society*, pp. 2372 – 2379, 1997.
- [25] C. da S Postiglione, C.B. Nascimento, A.J. Perin “Single-Stage Power Factor Correction AC-DC Converter Based on Continuous Input Current Charge-Pump Topologies” *Power Electronics Specialists Conference*, 2008.
- [26] R. Seidel, A.F.E. Bisogno, R.N. do Prado, “A Design Methodology for a Self-Oscillating Electronic Ballast”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 1524 – 1533, 2007.
- [27] F. Tao; Q. Zhao, F.C. Lee, N. Onishi, “Self-oscillating electronic ballast with dimming control”, *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 4, pp. 1818 – 1823, 2001.
- [28] E.M., Sá Júnior, “*Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação*”. Tese de Doutorado, UFSC, 2010.
- [29] ABNT NBR 14418:2011, “*Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares – Prescrições de desempenho*”. Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2011.

DADOS BIOGRÁFICOS

Claudinor B. Nascimento obteve os títulos de graduação, mestrado e doutorado em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina nos anos de 1994, 1996 e 2005, respectivamente. Atualmente é professor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná onde ocupa a função de Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Campus Ponta Grossa. Tem experiência na área de engenharia elétrica com ênfase em eletrônica de potência, atuando principalmente nos seguintes temas: sistemas eletrônicos para iluminação, conversores estáticos de energia elétrica, correção do fator de potência e técnicas de controles lineares e não-lineares aplicadas a conversores.

Arnaldo José Perin possui graduação em Engenharia Eletrônica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (1977), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1980) e doutorado em Genie Electrique - Institut National Polytechnique de Toulouse (1984). Atualmente é professor titular aposentado, atuando como Professor Voluntário na Universidade Federal de Santa Catarina. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: correção do fator de potência, conversores multiníveis, inversores, modulação, comutação suave e sistemas de iluminação.