

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM TENSÃO DE ENTRADA UNIVERSAL E CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Juliano de P. Lopes, Maikel F. Menke, William A. Venturini, Fábio E. Bisogno e Álysson R. Seidel

Universidade Federal de Santa Maria – UFSM – GEDRE – BRASIL

Santa Maria - RS

e-mail: julianopegrini@gedre.ufsm.br

Resumo – Neste trabalho é apresentado um reator eletrônico auto-oscilante com tensão de entrada universal (100 V_{rms} – 240 V_{rms}) e correção de fator de potência, para alimentar lâmpadas fluorescentes. O estágio de correção de fator de potência consiste de um conversor *sepic* operando no modo de condução descontínua de corrente e a alimentação da lâmpada é realizada por um inversor meia-ponte com filtro ressonante LCC. A utilização do circuito de comando auto-oscilante nos estágios de correção de fator de potência e inversor, com o acréscimo de um circuito auxiliar que atua na razão cíclica do conversor *sepic*, permite que o reator eletrônico seja alimentado com tensão de entrada universal. Equações de projeto e resultados experimentais são apresentados para validar o funcionamento do reator eletrônico proposto.

Palavras-Chave – Auto-oscilante, Entrada Universal, Lâmpada Fluorescente, Reator Eletrônico.

SELF-OSCILLATING ELECTRONIC BALLAST WITH UNIVERSAL INPUT VOLTAGE RANGE AND POWER FACTOR CORRECTION

Abstract – In this work is presented a self-oscillating electronic ballast with universal input voltage (100 V_{rms} – 240 V_{rms}) and power factor correction to supply fluorescent lamps. The power factor correction stage consists of a *sepic* converter operating in discontinuous conduction mode and the lamp is supplied by a half-bridge inverter with a LCC resonant filter. The universal input voltage is enabled by using the self-oscillating command circuit in both power factor correction and inverter stages beyond an auxiliary circuit that acts in the *sepic* converter duty cycle. Design equations and experimental results are presented to demonstrate the feasibility of the proposed electronic ballast.

Keywords – Electronic Ballast, Fluorescent Lamp, Self-Oscillating, Universal Input.

I. INTRODUÇÃO

A iluminação artificial é responsável por aproximadamente 17% da energia elétrica consumida no

Brasil [1]. No setor residencial, esse percentual é ainda maior, aproximadamente 24% [1], [2]. Visando maior eficiência energética e consequente adequação ao Plano Nacional de Eficiência Energética (PNEf) [1], desde 30 de junho de 2012 não podem mais ser produzidas ou importadas lâmpadas incandescentes com potências de 150 W e 200 W [3], e que não tiverem eficiência energética determinada na Portaria nº 1.007 [4], de dezembro de 2010. Até 2017 esta limitação deve atingir as lâmpadas incandescentes de menores potências [3]. Como alternativas de iluminação mais eficiente no setor residencial destacam-se as lâmpadas fluorescentes (LFs), consolidadas mundialmente, e as lâmpadas de diodos emissores de luz (LEDs) [5]. Embora os LEDs tenham obtido significativo avanço nos últimos anos, pode-se prever que as LFs ainda devem dominar o mercado de iluminação de interiores (residências, hospitais, escritórios, entre outros ambientes) por alguns anos [6], [7].

Devido às conhecidas vantagens com relação aos reatores eletromagnéticos, têm-se utilizado reatores eletrônicos para alimentação de LFs. O circuito de comando auto-oscilante tem sido amplamente empregado [8], [9], pois possui características como robustez e simplicidade. Entretanto, devido ao seu comportamento não linear e complexidade de projeto, muitos trabalhos utilizando o comando auto-oscilante têm sido publicados [8]-[11]. Destacam-se, principalmente, circuitos que possibilitam controle de intensidade luminosa [12]-[13], que em sua maioria utilizam variação da frequência de operação como método de controle da potência da lâmpada.

As tensões da rede elétrica não são padronizadas nos diferentes países do mundo. Dentro de um mesmo país, diferentes regiões podem apresentar tensões da rede com valores diferentes, como no caso do Brasil. Valores típicos de tensão da rede elétrica são: 100 V_{rms} (Japão), 110 V_{rms} (Bolívia, Peru), 120 V_{rms} (Estados Unidos, Canadá), 127 V_{rms} e 220 V_{rms} (Brasil), 230 V_{rms} (França, Itália, Portugal) e 240 V_{rms} (Inglaterra, Austrália). Como não há perspectiva de padronização destas tensões, torna-se interessante o desenvolvimento de reatores eletrônicos com tensão de entrada universal, que podem ser utilizados em qualquer região de qualquer país do mundo. Embora reatores eletrônicos com entrada universal possibilitem ajuste automático da potência da LF, proporcionando maior segurança ao consumidor e diminuindo o risco de danificação da lâmpada e/ou reator por operação inadequada, o custo de implementação devido ao elevado número de componentes e a tecnologia empregada poderia inviabilizar a disseminação deste tipo de reator.

Em [14] é proposto um reator eletrônico auto-oscilante (REAO) que possibilita alimentação com tensão de entrada

Artigo submetido em 26/10/2012. Revisado em 16/01/2013. Aceito para publicação em 18/01/2013 por Recomendação dos Editores Ricardo Nederson do Prado e Pedro F. Donoso-Garcia.

entre $110 V_{rms}$ e $220 V_{rms}$, para alimentar uma LF T8 de 32 W, com erro de até 12% da potência da LF com relação ao seu valor nominal. O circuito apresentado em [14] utiliza variação de frequência de comutação (f_c) para manter regulada a potência da lâmpada. Em circuitos com comando auto-oscilante, a variação da f_c deve ser adequadamente projetada, pois pode levar o sistema a não apresentar oscilação auto-sustentada [15]. Além disso, a topologia proposta em [14] não possui estágio de correção de fator de potência (CFP), que, atualmente, é exigido no Brasil para LFs com potência total consumida (reator + lâmpada) superior a 25 W [16].

Neste trabalho é apresentado um reator eletrônico auto-oscilante com tensão de entrada universal ($100 V_{rms} - 240 V_{rms}$) e correção ativa do fator de potência para alimentação de uma LF T8 de 32 W. As principais características do circuito proposto são: implementação dos estágios CFP e inversor com a utilização do circuito de comando auto-oscilante e o emprego de um circuito analógico para seleção de razão cíclica do estágio CFP.

Este artigo está dividido da seguinte forma: na seção II é apresentado o método para regulação da potência da lâmpada; a seção III apresenta a metodologia de projeto do reator eletrônico proposto e as principais equações de projeto; na seção IV são apresentados os resultados experimentais da topologia implementada e na seção V são apresentadas as conclusões deste trabalho.

II. MÉTODO DE REGULAÇÃO DA POTÊNCIA DA LÂMPADA FLUORESCENTE

Na Figura 1 é mostrado o diagrama de blocos do reator eletrônico com entrada universal proposto. O circuito mantém regulada a potência da LF para tensões de entrada entre $100 V_{rms}$ e $240 V_{rms}$. Os estágios que compõem o reator eletrônico são: CFP, inversor ressonante, LF e circuito de seleção de razão cíclica (CSRC).

Na Figura 2 é mostrado o circuito do reator eletrônico proposto. O estágio CFP é implementado por um conversor *sepic* operando no modo de condução descontínua de corrente (MCD). O estágio de saída consiste em um inversor meia-ponte com filtro ressonante LC série C paralelo (LCC). Ambos os estágios possuem a mesma frequência de operação devido ao emprego do circuito de comando auto-oscilante. O CSRC utiliza modulação por largura de pulso (PWM) para compensar variações na tensão de entrada e manter a tensão de barramento (V_{bus}) constante. Como consequência, a frequência de operação e a potência entregue à lâmpada pelo filtro ressonante não alteram seu valor. O CSRC é composto por amplificadores operacionais, diodos, resistores e capacitores, e tem como função medir a tensão de entrada e determinar a razão cíclica do estágio CFP. Quando a tensão de entrada aumenta (diminui), o CSRC diminui (aumenta) a

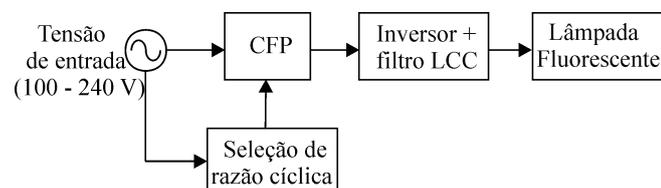


Fig. 1. Diagrama de blocos do reator eletrônico proposto.

razão cíclica do estágio CFP, mantendo constante a tensão de barramento (V_{bus}). Como consequência, a frequência de operação e a potência entregue à lâmpada também são mantidas constantes.

III. METODOLOGIA DE PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO SEPIC MEIA-PONTE AUTO-OSCILANTE

Nesta seção é apresentada a metodologia de projeto do reator eletrônico *sepic* meia-ponte auto-oscilante (SMPAO), que é dividida em quatro etapas: conversor *sepic*, inversor meia-ponte, circuito de comando e CSRC.

A. Justificativa da utilização do conversor *sepic* para CFP

Os conversores CC-CC *buck*, *boost*, *buck-boost*, *flyback*, *cuk*, *sepic* e *zeta* têm sido utilizados para CFP ativa em diversos trabalhos [17]-[21]. Cada um destes conversores possui peculiaridades que favorecem, ou não, sua utilização em aplicações específicas, de acordo com as exigências de projeto, como por exemplo: tensão de saída, isolamento do circuito de potência, entre outras. O conversor utilizado para CFP neste trabalho deve atender à norma IEC 61000-3-2 [22] e manter constante sua tensão de saída, apesar de variações entre $100 V_{rms}$ e $240 V_{rms}$ na tensão de entrada. Os conversores *buck* e *boost* não atendem à norma IEC 61000-3-2 para toda faixa de tensão de entrada [23], considerando a tensão de saída deste trabalho, logo não tem utilização recomendada. O conversor *zeta* possui um indutor e um capacitor a mais do que os conversores *buck-boost* e *flyback*. Entretanto, não utiliza estes elementos reativos como filtro de entrada, necessário para proporcionar alto fator de potência. Logo, o conversor *zeta* é descartado.

Para implementar CFP no reator eletrônico proposto podem ser empregados os conversores *buck-boost*, *flyback*, *sepic* e *cuk*, cujas principais características são resumidas na Tabela I. Analisando a tabela pode ser verificado que os conversores *flyback* e *sepic* apresentam características favoráveis para serem utilizados neste trabalho, tais como: não inversão de V_{out} e interruptor controlado na mesma referência do CSRC. Com relação ao número de elementos reativos ambos os conversores são equivalentes, pois o conversor *flyback* necessita de filtro de entrada para proporcionar alto fator de potência. A principal desvantagem do conversor *flyback* é necessitar um circuito de auxílio à comutação para diminuir o pico de tensão sobre o interruptor controlado, ocasionado pela indutância de dispersão (L_{disp}) do indutor *flyback*. Além das características mostradas na Tabela I, o conversor *sepic* possibilita que a ondulação da corrente de entrada seja definida no projeto e possui pequena corrente de partida devido à posição do capacitor de acoplamento (C_{sep}). Desta forma, é justificável a utilização do conversor *sepic* para implementar o estágio CFP no reator eletrônico proposto. O conversor *sepic* pode operar no modo de condução contínua (MCC), descontínua ou crítica. Considerando o baixo nível de potência para a topologia proposta (menor que 300 W), o MCD é escolhido [24]. Operando no MCD, o conversor *sepic* comporta-se como uma resistência com relação à rede elétrica, garantindo alto fator de potência de entrada.

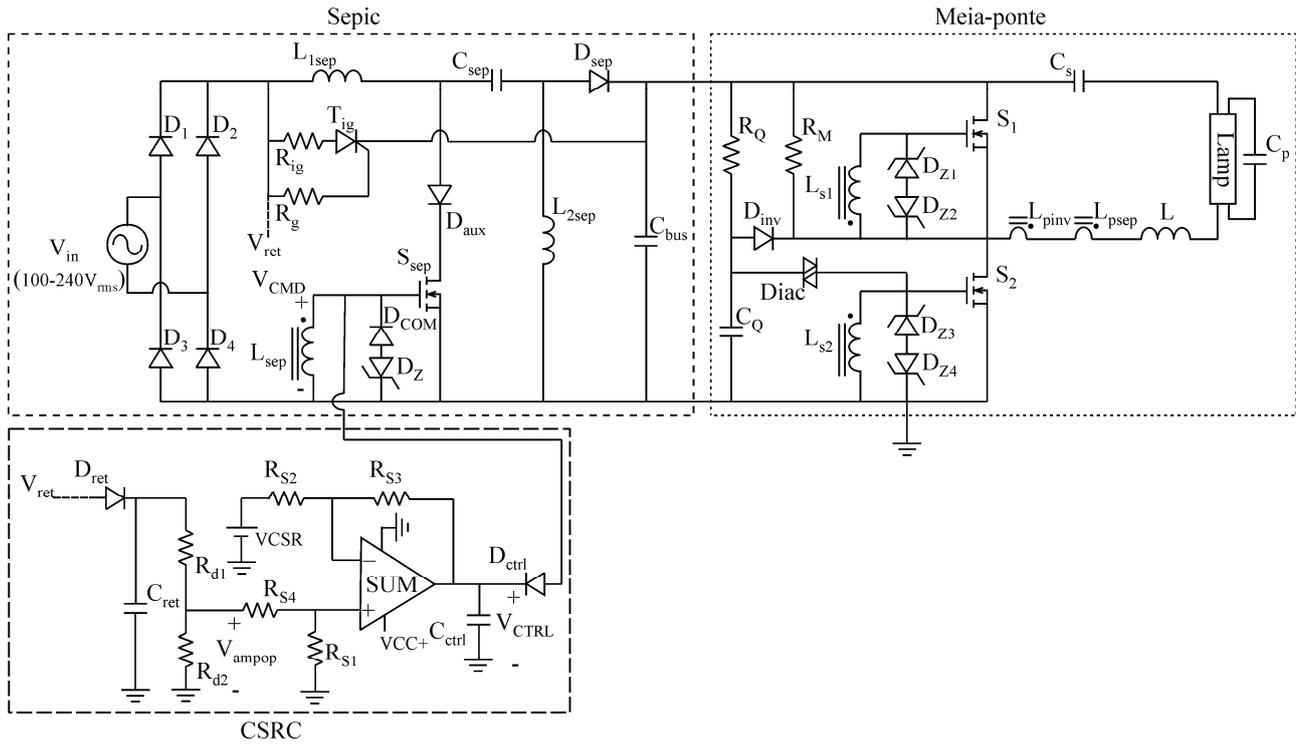


Fig. 2. Reator eletrônico SMPAO.

TABELA I

Características dos conversores CC-CC para CFP

Conversor CC-CC	sepic	cuk	flyback	buck-boost
Necessita filtro de entrada	Não	Não	Sim	Sim
SCFP e CSRC na mesma referência	Sim	Sim	Sim	Não
Possui isolamento	Sim/Não	Sim/Não	Sim	Não
Inversão V_{out}	Não	Sim	Não	Sim
Possui L_{disp}	Não	Não	Sim	Não
Máxima V_{DS}	$V_{in} + V_{bus}$	$V_{in} + V_{bus}$	$V_{in} + nV_{bus}$	$V_{in} + V_{bus}$
Máxima V_{REV}	$V_{in} + V_{bus}$	$V_{in} + V_{bus}$	$V_{in}/n + V_{bus}$	$V_{in} + V_{bus}$
Nº de indutores	2	2	1	1
Nº de capacitores	2	2	1	1

Onde:

- S_{CFP} - Interruptor controlado do estágio CFP.
- V_{out} - Tensão de saída do estágio CFP.
- V_{DS} - Tensão *drain-source* do interruptor controlado.
- V_{REV} - Tensão reversa no diodo do conversor CFP.

1) Projeto do conversor *sepic* CFP - Os dados de projeto do conversor *sepic* utilizado neste trabalho são mostrados na Tabela II. O projeto é realizado para a máxima tensão de entrada, 240 V_{rms} , e razão cíclica 0,18. Todavia, o circuito pode ser projetado para qualquer outro valor de V_{in} , desde que em nenhum ponto de operação a razão cíclica ultrapasse a razão cíclica crítica. O circuito de potência do reator eletrônico SMPAO pode ser representado pelo circuito equivalente mostrado na Figura 3. A corrente $i_b(\omega_r, t)$ representa a corrente média de saída do conversor *sepic*, calculada em (1).

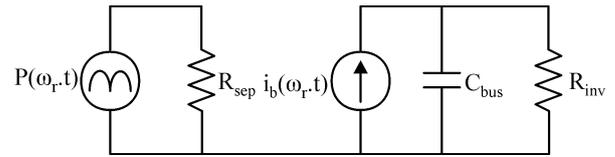


Fig. 3. Circuito equivalente do reator eletrônico SMPAO.

$$i_b(\omega_r, t) = \frac{V_{pk} \cdot \sin^2(\omega_r \cdot t) \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{eq} \cdot V_{bus}} \quad (1)$$

Onde:

- V_{pk} - Tensão de pico da rede elétrica.
- T_s - Período de comutação.
- L_{eq} - Indutância equivalente entre L_{1sep} e L_{2sep} .
- D - Razão cíclica de operação.
- ω_r - Frequência angular da rede elétrica.

A potência de entrada do estágio CFP (P_{in}) é dada por (2), e a resistência equivalente do conversor *sepic* (R_{sep}) é calculada em (3).

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_{sep}} \quad (2)$$

$$R_{sep} = \frac{2 \cdot L_{eq}}{D^2 \cdot T_s} \quad (3)$$

TABELA II
Dados de projeto do conversor *sepic* CFP

Tensão de entrada	$V_{in} = 240 \text{ V}_{rms} / 60 \text{ Hz}$
Tensão de saída	$V_{bus} = 300 \text{ V}$
Potência de saída	$P_{out} = 32 \text{ W}$
Rendimento	$\eta = 85 \%$
Frequência de comutação	$f_c = 35 \text{ kHz}$
Razão cíclica	$D = 0,18$
Ondulação da corrente de entrada	$\Delta i_{in} = 30\%$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta v_{out} = 10\%$

A resistência equivalente do estágio inversor (R_{inv}), vista pelo conversor *sepic* é dada por (4).

$$R_{inv} = \frac{V_{bus}^2}{P_{out}} \quad (4)$$

A transferência de potência no conversor *sepic* ocorre através de L_{eq} , calculado em (5), considerando a relação de paralelismo entre L_{1sep} e L_{2sep} .

$$L_{eq} = \frac{V_{pk}^2 \cdot D^2 \cdot \eta}{4 \cdot f_c \cdot P_{out}} \quad (5)$$

A tensão sobre o capacitor C_{sep} deve seguir a tensão de entrada do conversor *sepic*, sendo considerada constante dentro de um período de comutação. Operando como circuito para CFP, a frequência de ressonância (f_{res}) entre C_{sep} , L_{1sep} e L_{2sep} deve ser maior que a frequência da tensão da rede elétrica (f_r), para que sejam evitadas oscilações durante um período da tensão de entrada. A f_{res} entre C_{sep} e L_{2sep} deve ser menor que f_c , para que seja garantida uma tensão constante em C_{sep} durante um período de comutação [17]. Desta maneira, C_{sep} pode ser calculado como mostrado em (6).

$$C_{sep} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 (L_{1sep} + L_{2sep})} = 82 \text{ nF} \quad (6)$$

Os valores de L_{sep1} e L_{sep2} são dados por (7) e (8), respectivamente.

$$L_{1sep} = \frac{V_{pk} \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_{in}} = 18 \text{ mH} \quad (7)$$

$$L_{2sep} = \frac{L_{1sep} \cdot L_{eq}}{L_{1sep} - L_{eq}} = 908 \mu\text{H} \quad (8)$$

O capacitor de saída do conversor *sepic* é dado por (9).

$$C_{bus} = \frac{P_{out}}{f_r \cdot (V_{o \max}^2 - V_{o \min}^2)} = 68 \mu\text{F} \quad (9)$$

Onde:

$V_{o \max}$ - Máxima tensão de saída do conversor *sepic* ($V_{bus} + \Delta V_{out}$).

$V_{o \min}$ - Mínima tensão de saída do conversor *sepic* ($V_{bus} - \Delta V_{out}$).

Após projetar os componentes do conversor *sepic*, devem ser determinadas as razões cíclicas de operação deste conversor para cada valor de V_{in} . O cálculo dos valores de D é realizado de acordo com (10).

$$D = \sqrt{\frac{V_{bus}^2 \cdot 4 \cdot L_{eq} \cdot f_c}{V_{pk}^2 \cdot R_{inv}}} \quad (10)$$

Na Figura 4 são mostrados os valores de D obtidos de (10). A razão cíclica do conversor *sepic* deve variar entre 0,18 ($V_{in} = 240 \text{ V}_{rms}$) e 0,44 ($V_{in} = 100 \text{ V}_{rms}$). Além disso, a operação no MCD é garantida para toda faixa de tensão de entrada.

B. Projeto do inversor meia-ponte

O projeto do inversor meia-ponte consiste em determinar os componentes do filtro LCC, o qual deve proporcionar à LF aquecimento dos filamentos, ignição, comutação suave dos interruptores controlados e impossibilitar circulação de corrente alternada com componente contínua na lâmpada [8], [25], [26]. Neste trabalho, o filtro é projetado de acordo com as metodologias propostas em [27], [28], utilizando a aproximação fundamental e o modelo de resistência equivalente da LF. Os dados de projeto do filtro LCC são mostrados na Tabela III. O valor numérico do capacitor paralelo ressonante (C_p) é calculado levando em consideração o aquecimento dos filamentos da LF [28]. Desta forma, em (11) e (12) são calculados os valores máximo ($C_{p \max}$) e mínimo ($C_{p \min}$) de C_p .

$$C_{p \min} = \frac{I_{LL \min}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot V_{\max LF}} = 3,7 \text{ nF} \quad (11)$$

$$C_{p \max} = \frac{I_{LL \max}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot V_{\min LF}} = 9,4 \text{ nF} \quad (12)$$

Onde:

$I_{LL \min}$ - Corrente mínima em C_p .
 $I_{LL \max}$ - Corrente máxima em C_p .
 $V_{\min LF}$ - Tensão mínima da LF.
 $V_{\max LF}$ - Tensão máxima da LF.

TABELA III
Dados de projeto do inversor meia-ponte

Tensão de entrada do inversor	$V_{bus} = 300 \text{ V}$
Potência de LF	$P_{lamp} = 32 \text{ W}$
Tensão nominal da LF	$V_{LF} = 138 \pm 20 \text{ V}_{rms}$
Corrente nominal da LF	$I_{LF} = 0,232 \text{ A}$
Frequência de comutação	$f_c = 35 \text{ kHz}$
Razão cíclica do estágio inversor	$D_{inv} = 0,5$
Fator de qualidade do filtro LCC	$Q_0 = 1,5$
Resistência equivalente da LF	$R_{lamp} = 522 \Omega$

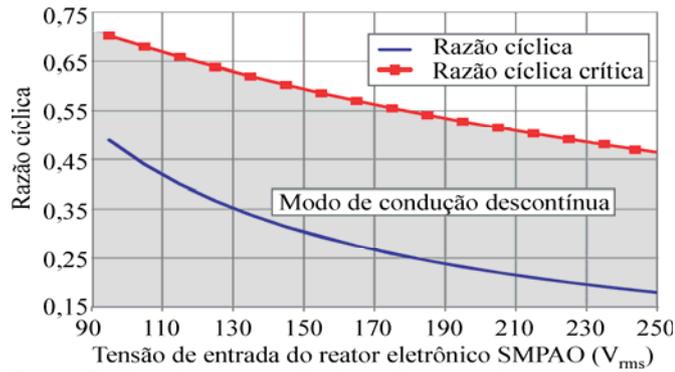


Fig. 4. Razão cíclica em função da tensão eficaz de entrada.

Os valores de I_{LLmin} e I_{LLmax} são definidos de acordo com [28]. O valor comercial de C_p que satisfaz a condição proposta para a operação da LF T8 de 32 W é 8,2 nF. Para que sejam obtidas equações para os cálculos do indutor ressonante (L) e capacitor série ressonante (C_s), o circuito do filtro LCC mostrado na Figura 5.a é modificado para o circuito da Figura 5.b. Da Figura 5.b é possível definir o coeficiente A_1 , que relaciona a frequência angular natural do circuito equivalente (ω_o) com a frequência angular de comutação (ω_c), de acordo com a metodologia de normalização do conversor classe E apresentada em [27]. O valor de A_1 é definido como sendo a raiz de (13) com valor real positivo e menor do que 1.

$$A_1^4 \cdot Q_o^2 + A_1^2 \cdot (1 - 2 \cdot Q_o^2 - \frac{1}{K_T}) + Q_o^2 = 0 \quad (13)$$

Onde:

$$Q_o = \frac{\omega_o \cdot L}{R'} = \frac{1}{\omega_o \cdot R' \cdot C_{eq}}; K_T = \frac{P \cdot R'}{V_{frms}^2}; V_{frms} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{bus}}{\pi};$$

$$C_{eq} = \frac{C_s \cdot C'}{C_s + C'}; \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}}; \omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

$$R' = \frac{R}{1 + \omega_c^2 \cdot R_{lamp}^2 \cdot C_p^2}; C' = C_p \cdot \left(\frac{1}{\omega_c^2 \cdot R_{lamp}^2 \cdot C_p^2} + 1 \right)$$

Os valores de L e C_s são dados por (14) e (15), respectivamente.

$$L = \frac{Q_o \cdot R'}{\omega_c \cdot A_1} = 2,64 \text{ mH} \quad (14)$$

$$C_s = \frac{C_{eq} \cdot C'}{C' - C_{eq}} = 127 \text{ nF} \quad (15)$$

C. Projeto do circuito de comando dos estágios CFP e inversor

O circuito de comando auto-oscilante do conversor *sepic* e do inversor meia-ponte é projetado da mesma maneira que o circuito de comando auto-oscilante apresentado em [8], [14].

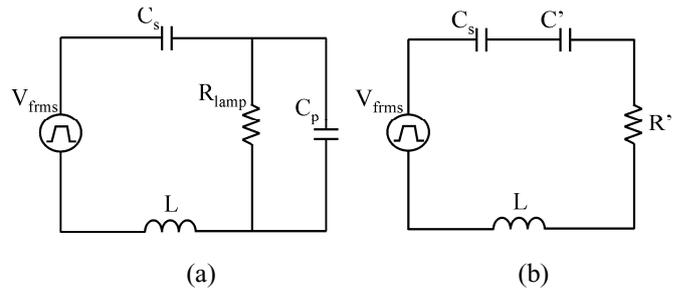


Fig. 5. Filtro ressonante LCC: (a) circuito básico, (b) circuito equivalente.

Contudo, no conversor *sepic*, o circuito de comando possui uma peculiaridade: a amplitude positiva da tensão *gate-source* de S_{sep} (V_{CMD}) é variável e dependente da tensão de entrada do conversor *sepic*, o que possibilita a variação da razão cíclica do estágio CFP. Na Figura 6 é mostrado o circuito equivalente do comando de S_{sep} e suas formas de onda idealizadas, que auxiliam no entendimento da variação da razão cíclica do conversor *sepic*. Na Figura 6.a L_m é a indutância magnetizante do transformador de corrente (TC_1) composto por L_{psep} e L_s , i_s é a corrente ressonante do filtro LCC refletida para o secundário de TC_1 e i_{m1}/i_{m2} é a corrente magnetizante de TC_1 . As relações de corrente mostradas na Figura 6.b definem a polaridade de V_{CMD} , que é alterada no instante em que i_s e i_{m1}/i_{m2} se igualam. A corrente i_s tem amplitude e frequência fixas, pois f_c e V_{bus} não variam durante toda faixa de operação do reator eletrônico SMPAO. A tensão de saída do CSRC (V_{CTRL}) determina a amplitude de V_{CMD} no seu semi-ciclo positivo. A amplitude negativa de V_{CMD} é fixada pelo diodo *zener* do circuito de comando de S_{sep} (D_z). Como a amplitude positiva de V_{CMD} sobre L_m muda de acordo com a tensão de entrada do reator eletrônico SMPAO, a inclinação de i_{m1}/i_{m2} no semi-ciclo positivo de V_{CMD} também muda de acordo com a tensão de entrada do reator eletrônico. Desta maneira, o ponto em que i_s e i_{m1}/i_{m2} se igualam depende da tensão de entrada. Quando V_{CTRL} aumenta (diminui) sua amplitude, a razão cíclica de S_{sep} diminui (aumenta), de acordo com a Figura 6. Antes de calcular L_m , dada por (16), deve ser escolhida a tensão *zener* (V_z) do semi-ciclo negativo de V_{CMD} , definida como sendo 3,3 V.

$$L_s = \frac{-L}{K \cdot n} \cdot \frac{(c - a \cdot \omega_c^2)^2 + (b \cdot \omega_c - \omega_c^3)^2}{\omega_c^3 \cdot (b \cdot \omega_c - \omega_c^3) + a \cdot \omega_c^2 (c - a \cdot \omega_c^2)} \quad (16)$$

Onde:

$$K = \frac{V_{bus}}{2 \cdot V_z + 1}, a = \frac{1}{R_{lamp} \cdot C_p}, b = \frac{1}{L \cdot C_p} + \frac{1}{L \cdot C_s},$$

$$c = \frac{1}{L \cdot C_s \cdot C_p \cdot R_{lamp}}$$

A relação de espiras (n) do TC_1 é definida por (17).

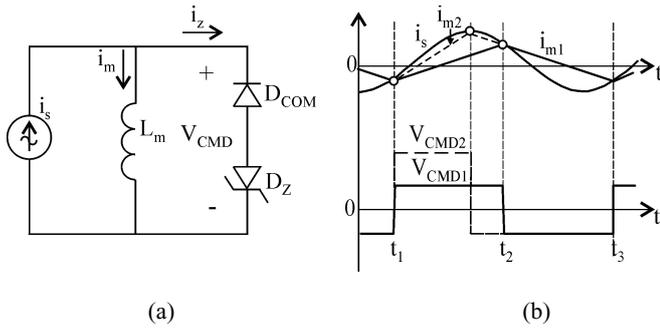


Fig. 6. Comando auto-oscilante de S_{sep} : (a) circuito equivalente, (b) formas de onda.

$$n = \frac{i_z}{i_f} \quad (17)$$

Onde:

i_z - Corrente *zener* do circuito de comando de S_{sep} .
 i_f - Corrente do filtro ressonante.

O primário do TC_1 (L_{psep}) é dado por (18).

$$L_{psep} = L_s \cdot n^2 = 30 \mu H \quad (18)$$

Os valores de V_{CTRL} em função de D são calculados por (19), A Figura 7 ilustra os resultados de (19).

$$V_{CTRL} = \frac{1-D}{D} \cdot V_Z \quad (19)$$

D. Projeto do CSRC

O CSRC tem como função medir a tensão de entrada do reator eletrônico SMPAO e fornecer uma tensão de saída que corresponda à razão cíclica necessária para manter V_{bus} constante de acordo com (10), (19). O divisor resistivo composto por R_{d1} e R_{d2} é utilizado para adequar a tensão da rede elétrica ao limite de tensão diferencial de entrada do amplificador operacional utilizado [29]. Uma relação linear entre V_{CTRL} e a tensão de entrada do reator eletrônico SMPAO é descrita por (20) e ilustrada na Figura 8.

$$V_{CTRL} = 0,074 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in} - 4,3 \quad (20)$$

Um circuito analógico composto por um amplificador operacional e resistores é empregado para implementar (20). No semi-ciclo positivo de V_{CMD} o diodo D_{ctrl} está diretamente polarizado e o CSRC determina a tensão *gate-source* de S_{sep} . O capacitor C_{ctrl} deve ser grande suficiente para manter V_{CMD} constante enquanto D_{ctrl} estiver diretamente polarizado. No semi-ciclo negativo de V_{CMD} , D_{ctrl} está inversamente polarizado e D_Z determina a amplitude de V_{CMD} .

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do reator eletrônico SMPAO. A Tabela IV mostra a lista de

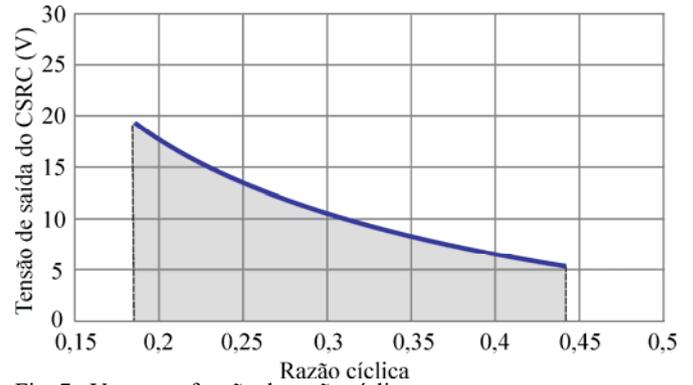


Fig. 7. V_{CTRL} em função da razão cíclica.

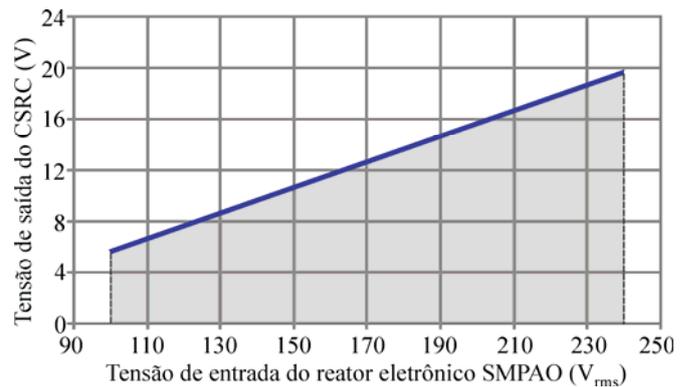


Fig. 8. V_{CTRL} em função da tensão de entrada.

componentes do reator eletrônico implementado. As formas de onda apresentadas correspondem ao circuito operando com a mínima e máxima tensão de entrada, $V_{in}=100 V_{rms}$ e $V_{in}=240 V_{rms}$. Na Figura 9 são mostradas as formas de onda de tensão, corrente e potência na entrada do reator eletrônico SMPAO. A potência de entrada tem valor de 37,4 W para $V_{in} = 100 V_{rms}$, de acordo com a Figura 9.a. Na Figura 9.b, para $V_{in} = 240 V_{rms}$, a potência de entrada tem valor de 41,0 W. As Figuras 10.a e b mostram as formas de onda de tensão, corrente e potência na LF. A potência medida na Figura 10.a ($V_{in} = 100 V_{rms}$) tem valor de 30,4 W, enquanto na Figura 10.b ($V_{in} = 240 V_{rms}$) tem valor de 33,9 W. Ambos os valores estão próximos à potência nominal da LF, 32 W. Na Figura 11 são mostradas as formas de onda de V_{CMD} e V_{bus} . Na Figura 11.a ($V_{in} = 100 V_{rms}$) o valor de D é 0,48 (projetado 0,44) e $V_{bus} = 289 V$, próximo ao projetado (300 V). Na Figura 11.b $D = 0,14$ e $V_{bus} = 317 V$. Nas Figuras 12.a e b são mostradas as formas de onda de tensão de ignição da LF para $V_{in} = 100 V_{rms}$ e $V_{in} = 240 V_{rms}$, respectivamente. A Figura 13 mostra o gráfico da potência da LF em função da tensão de entrada para toda a faixa de operação do reator eletrônico SMPAO. A linha “SMPAO não regulado” apresenta os resultados do conversor SMPAO operando sem o CSRC, podendo ser observada grande sensibilidade da potência na LF com relação à tensão de entrada. A linha “SMPAO” mostra os resultados obtidos da topologia completa do reator eletrônico SMPAO e a linha “linear (SMPAO)” mostra uma aproximação linear destes resultados. A linha “REAO (Lopes 2012)” apresenta os resultados do REAO proposto em [14]. Analisando a Figura 13 pode-se perceber que os resultados do reator eletrônico SMPAO apresentam significativas melhoras com relação aos

TABELA IV
Componentes do reator eletrônico SMPAO

Conversor <i>sepic</i>	
D ₁ -D ₄	Diodo 1N4007
S _{sep}	Mosfet IRFPE40
D _{aux}	Diodo UF4007
C _{sep}	Capacitor polipropileno 82 nF/ 1600 V _{ac}
C _{bus}	Capacitor eletrolítico 47 µF/350 V
D _{sep}	Diodo UF4007
L _{1sep}	Indutor, 18 mH EE-30/15/7 IP6 Thornton
L _{2sep}	Indutor, 908 µH EE-30/15/7 IP6 Thornton
Filtro ressonante	
L	Indutor 2,64 mH EE-25/10/6 IP6 Thornton
C _s	Capacitor polipropileno 130 nF/1600 V _{ac}
C _p	Capacitor polipropileno 8,2 nF/ 2000 V _{ac}
Circuito de seleção de razão cíclica	
D _{ret}	Diodo 1N4007
C _{ret}	Capacitor eletrolítico 10 µF/350 V
R _{d1}	Resistor 90 kΩ/1/8 W
R _{d2}	Resistor 21,1 kΩ/Trimpot
R _{S1}	Resistor 9 kΩ/Trimpot
R _{S2}	Resistor 10 kΩ/1/8 W
R _{S3}	Resistor 9 kΩ/Trimpot
D _{ctrl}	Diodo 1N4148
C _{ctrl}	Capacitor eletrolítico 1µF/50 V
SUM	Amplificador operacional, LM358
Circuito de comando	
L _{pinv} /L _{s1} /L _{s2}	49 µH/420 µH NT15/9,5/8 Thornton
L _{pscp} /L _s	30 µH/700 µH NT15/9,5/8 Thornton
D _{Z1} -D _{Z4}	Diodo zener 12 V/0,5 W
D _Z	Diodo zener 3,3 V/0,5 W
D _{COM}	Diodo 1N4148
Circuito de disparo	
T _{ig}	Tiristor TIC106D
R _{ig}	Resistor 1 kΩ/1/8 W
R _e	Resistor 33 kΩ/1/8 W
R _Q	Resistor 200 kΩ/1/8 W
C _Q	Capacitor polipropileno 100 nF/250 V _{ac}
D _{inv}	Diodo UF4007
Diac	DB3

apresentados em [14]. Enquanto a potência na LF pode apresentar um erro de até 12% do valor nominal no REAO proposto em [14], no reator eletrônico SMPAO o erro máximo da potência na LF é próximo a 5%. Além disso, a máxima tensão de entrada permitida em [14] é 230 V_{rms}, enquanto no SMPAO é 240 V_{rms}.

Na Figura 14 é mostrada V_{bus} em função da tensão de entrada no reator eletrônico SMPAO. Para toda a faixa de operação, a máxima variação percentual de V_{bus} com relação ao seu valor nominal é próxima a 5,3%. Esta pequena variação no valor de V_{bus} faz com que haja uma pequena variação na frequência de operação do reator eletrônico proposto, devido à sensibilidade do circuito de comando auto-oscilante. Entretanto, pelo fato do filtro ressonante possuir um baixo fator de qualidade, a potência na LF não sofre variação significativa no seu valor. A Figura 15 ilustra a taxa de distorção harmônica (THD) da corrente de entrada do reator eletrônico SMPAO em função da tensão de entrada. Pode ser observado que quanto maior a tensão de entrada, maior a THD, que tem seu valor máximo próximo a 16%, para V_{in} = 240 V_{rms}. Apesar da norma IEC61000-3-2 especificar os limites das harmônicas injetadas na rede

pública de alimentação apenas para tensões de entrada entre 220 V_{rms} e 240 V_{rms}, o reator eletrônico SMPAO atende à norma para toda a faixa de variação de V_{in}. O fator de potência medido foi de 0,99 para toda faixa de operação. Na Figura 16 é mostrado que o rendimento do reator eletrônico SMPAO variou entre 80% e 85%.

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um reator eletrônico *sepic* meia-ponte auto-oscilante com tensão de alimentação entre 100 V_{rms} e 240 V_{rms} e correção de fator de potência. O circuito proposto é uma boa alternativa para implementar reatores eletrônicos com entrada universal, considerando sua simplicidade e o número reduzido de componentes do circuito de seleção de razão cíclica. A frequência da rede elétrica utilizada neste trabalho é 60 Hz. Entretanto, o reator eletrônico proposto poderia operar com frequência de 50 Hz, sendo necessário adaptar o projeto do estágio de correção de fator de potência.

O erro máximo da potência na lâmpada fluorescente ficou próximo a 5% do valor nominal. Este erro poderia ser diminuído caso fossem empregados circuitos integrados (CIs) dedicados no reator eletrônico, como por exemplo, o L6562. Contudo, em comparação com a topologia proposta, o aumento do número de componentes do circuito não justificaria a utilização de CIs dedicados.

REFERÊNCIAS

- [1] Plano Nacional de Energia 2030 – Ministério de Minas e Energia, 2007. Disponível em: www.mme.gov.br/mme. Acesso em: 25 julho 2012.
- [2] M. A. G. Brito, C. S. Ferreira, C. A. Canesin, “Sistema de Gerenciamento Automático de Iluminação Fluorescente Multi-Lâmpadas, com Correção Ativa do Fator de Potência”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 15, n° 3, pp. 184-192, Junho/Agosto 2010.
- [3] Brasil.gov.br. Disponível em: www.brasil.gov.br/noticias. Acesso em: 10 outubro 2012.
- [4] Portaria Interministerial n° 1.007, de 31 de Dezembro de 2010 – Ministério de Minas e Energia. Disponível em: www.mme.gov.br/mme. Acesso em: 21 janeiro 2013.
- [5] R. A. Pinto, M. R. Cosetin, T. B. Marchesan, A. Campos, R. N. do Prado, “Lâmpada Compacta Empregando LEDs”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 14, n° 2, pp. 133-140, Maio 2009.
- [6] M. Polonskii, V. H. Schulz, M. Visoto, “Projeto de Reator Multirressonante para Lâmpadas Fluorescentes Modelo T5 de 28 W”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 16, n° 2, pp. 110-117, Março/Maio 2011.
- [7] M. Polonskii, “Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Compactas Integrais a Partir de Conversor CA-CC com PFC e Tensão de Saída Variável”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 16, n° 2, pp. 130-137, Março/Maio 2011.

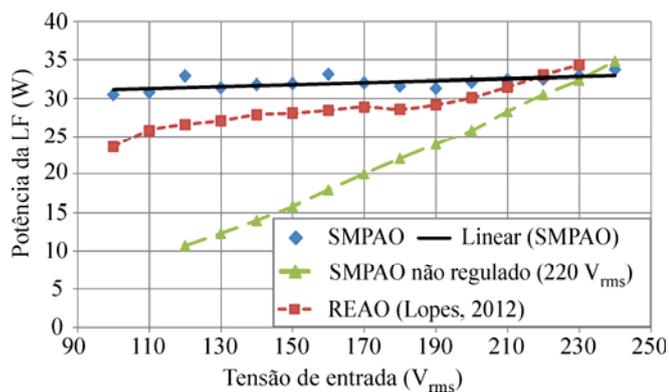


Fig. 13. Potência na LF em função da tensão de entrada.

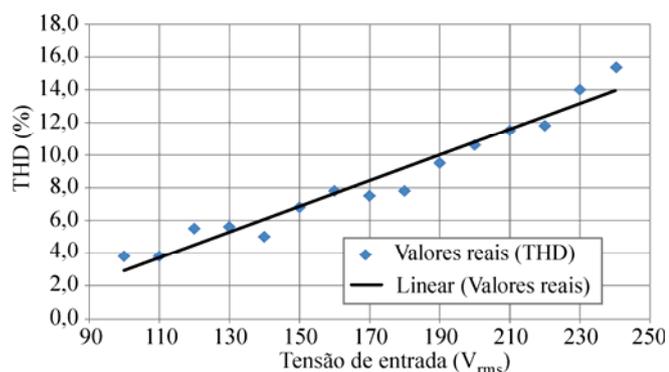


Fig. 15. THD em função da tensão de entrada.

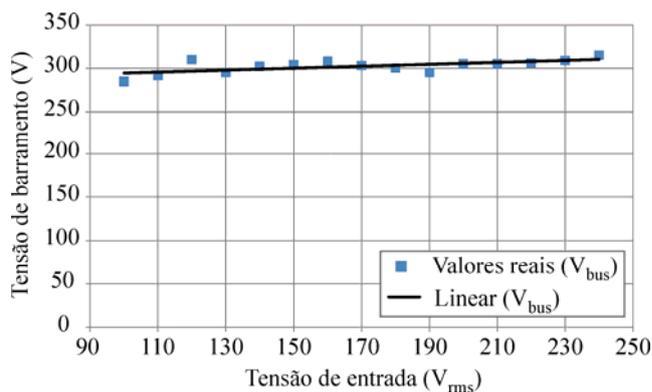


Fig. 14. Tensão de barramento em função da tensão de entrada.

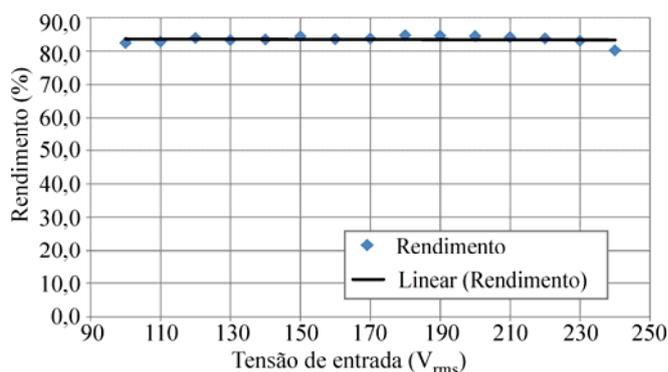


Fig. 16. Rendimento do reator eletrônico SMPAO em função da tensão de entrada.

- [8] A. R. Seidel, F. E. Bisogno, R. N. do Prado, "A Design Methodology for a Self-Oscillating Electronic Ballast", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, n° 6, pp. 1524-1533, November 2010.
- [9] C. Chang, G. W. Bruning, "Self-Oscillating Electronic Ballast Analysis Via Relay Systems Approach", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, n° 1, pp. 255-261, January/February 2001.
- [10] A. R. Seidel, F. E. Bisogno, R. K. Pavão, R. N. do Prado, "Projeto do Reator Eletrônico Auto-Oscilante", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 9, n° 1, pp. 53-61, junho 2004.
- [11] L. R. Nerone, "Analysis and Design of Self-Oscillating Class E Ballast for Compact Fluorescent Lamps", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, n° 1, pp. 151-160, February 2001.
- [12] J-C. Hsieh, J. Lin, "Novel Single-Stage Self-Oscillating Dimmable Electronic Ballast with High Power Factor Correction", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 1, pp. 250-262, January 2011.
- [13] H-S. Han, T-H. Ryu, G-H. Cho, "Mixed Mode Excitation and Low Cost Control IC for Electronic Ballast", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 3, pp. 871-880, May 2007.
- [14] J. P. Lopes, M. F. Silva, M. A. Dalla Costa, F. E. Bisogno, R. N. do Prado, A. R. Seidel, "Feedforward Regulation Method for Self-Oscillating Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 4, pp. 1869-1878, April 2012.
- [15] S. Engelberg, "Limitations of the Describing Function for Limit Cycle Prediction", *IEEE Transactions on Automation and Control*, vol. 47, n° 11, pp. 1887-1890, November 2002.
- [16] Portaria INMETRO 267/2009, "Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares Retilíneas, Circulares e Compactas", *Instituto Nacional de Meteorologia, Normalização e Qualidade Industrial*, Setembro 2011.
- [17] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián, J. Uceda, "The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, n° 5, pp. 630-637, October 1997.
- [18] T. B. Marchesan, M. A. Dalla Costa, M. Perdigão, J. M. Alonso, R. N. do Prado, "Analysis and Design of Two Flyback-Based Integrated Converters for the Implementation of LFSW Electronic Ballasts", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 13, n° 4, pp. 267-275, Novembro 2008.
- [19] M. A. Dalla Costa, T. B. Marchesan, J. S. da Silveira, R. N. do Prado, J. M. Alonso, "Estudo Comparativo entre Topologias Integradas para Alimentação de Lâmpadas a Vapor de Sódio de Alta Pressão", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 15, n° 2, pp. 115-124, Maio 2010.
- [20] L. M. F. Morais, P. F. D. Garcia, S. I. S. Júnior, P. C. Cortizo, M. A. S. Mendes, "Reator Eletrônico Para Lâmpada De Vapor De Sódio De Alta Pressão Com Alto Fator De Potência Utilizando Formas De Onda De Tensão Sintetizadas Via PWM", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 13, n° 1, pp. 15-23, Fevereiro 2008.
- [21] C. S. Moo, K. H. Lee, H. L. Cheng, W. M. Chen, "A Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast with

ZVS Buck-Boost Conversion”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 4, pp. 1136-1146, April 2009.

- [22] IEC 61000-3-2, “Limits for Harmonic Current Emissions – Part 3-4: Limits”, International Standards, International Electrotechnical Commission, Ed. 3, 2005.
- [23] A. L. Kirsten, “Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Biflyback Inversor”, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011.
- [24] X. Xiaojun, A. Q. Huang, “A Novel Closed Loop Interleaving Strategy of Multiphase Critical Mode Boost PFC Converters”, in *Proc. of APEC*, pp. 1033-1038, 2008.
- [25] F. E. Bisogno, A. R. Seidel, R. Holsbach, R. N. do Prado, “Resonant Filter Applications in Electronic Ballast”, in *Proc. of IAS*, vol. 1, pp. 348-354, 2002.
- [26] F. T. Wakabayashi, C. A. Canesin, “An Improved Design Procedure for LCC Resonant Filter of Dimmable Electronic Ballasts for Fluorescent Lamps Based on Lamp Model”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, n° 5, pp. 1186-1196, September 2005.
- [27] M. Kazimierczuk, K. Puczuko, “Exact Analysis of Class E Tuned Power Amplifier at any Q and Switch Duty Cycle”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 34, n° 2, pp. 149-159, February 1987.
- [28] H. V. Marques, A. R. Seidel, M. S. Perdigão, J. M. Alonso, E. S. Saraiva, “Constant-Frequency Magnetically-Controlled Universal Ballast with SoS Compliance for TL5 Fluorescent Lamps”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, n° 4, pp. 2163-2175, April 2011.
- [29] LM2904, LM358/LM358A, LM258 Operational amplifier – Fairchild Semiconductor. Disponível em: <http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM358A.pdf>. Acesso em: 12 janeiro 2012.

DADOS BIOGRÁFICOS

Juliano de Pelegrini Lopes, nasceu em Cruz Alta, RS, Brasil, em 1983. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2008) e em Formação Pedagógica de Docentes pela Universidade Federal de Santa Maria (2010), mestrado em Engenharia Elétrica pela mesma universidade (2010). É pesquisador do Grupo de Estudos e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE) desde 2006 e atualmente é estudante de doutorado em Engenharia Elétrica do curso de pós-graduação da Universidade Federal de Santa Maria. Suas

principais áreas de interesse incluem reatores eletrônicos, conversores CC/CC, correção de fator de potência, sistemas de iluminação inteligentes, conversores ressonantes e lâmpadas fluorescentes.

Maikel Fernando Menke, nasceu em Três de Maio, RS, Brasil, em 1989. Atualmente é graduando em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Integrante dos Grupos de Estudo e Desenvolvimento de Reatores eletrônicos (GEDRE) e de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais (GSEC), desde 2009. Sua área de interesse inclui iluminação inteligente, conversores CC/CC, correção fator de potência, reatores eletrônicos, lâmpadas fluorescentes e conversores ressonantes.

William Alegranci Venturini, nasceu em Uruguaiana, RS, Brasil, em 1990. Atualmente é graduando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria e integrante do Grupo de Estudos e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE). Suas principais áreas de interesse incluem miniaturização de fontes de potência, reatores eletrônicos, conversores CC/CC, conversores ressonantes e sistemas de iluminação.

Fábio Ecke Bisogno, nascido em 07/04/1973 em Santa Maria, RS, é engenheiro eletricista (1999), mestre (2001), e professor adjunto na Universidade Federal de Santa Maria. Prof. Fabio fez seu doutorado em Engenharia Elétrica pela Technische Universität Chemnitz (2006) e em paralelo esteve empregado no instituto de pesquisa Fraunhofer, Alemanha. Suas áreas de interesse são: sistemas auto oscilante, miniaturização de fontes de potência, conversores ressonantes e sistemas de iluminação.

Álvysson Raniere Seidel, nasceu em São Pedro do Sul, RS, Brasil em 1975. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (1999) e em Formação Pedagógica de Docentes pela Universidade de Passo Fundo (2005), doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (2004). Atuou como professor do curso de Engenharia Elétrica na Universidade de Passo Fundo de 2004 a 2008. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Maria no Colégio Técnico Industrial e na Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Circuitos Eletrônicos, atuando principalmente nos seguintes temas: reatores eletrônicos, iluminação, eletrônica e eletrotécnica.