

# RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES EMPREGANDO O REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE

Juliano de P. Lopes<sup>1</sup>, Maikel F. Menke<sup>2</sup>, Álysson R. Seidel<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco - PR, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS, Brasil

e-mail: julianolopes@utfpr.edu.br, maikel@gedre.ufsm.br, seidel@ctism.ufsm.br

**Resumo** – Neste trabalho é realizado o reconhecimento de lâmpadas fluorescentes tubulares T5 com o reator eletrônico auto-oscilante. A topologia desenvolvida identifica e opera diferentes lâmpadas com sua potência nominal. Um conversor SEPIC é empregado para correção do fator de potência, juntamente com um inversor meia-ponte para alimentar as lâmpadas. A identificação das lâmpadas é realizada com o auxílio de um circuito eletrônico analógico. O circuito de comando auto-oscilante é utilizado para o acionamento dos interruptores dos estágios inversor e de correção do fator de potência. São apresentados resultados experimentais e uma análise dos dados referentes ao atendimento da norma técnica NBR 14418, relativa ao preaquecimento dos eletrodos de lâmpadas fluorescentes T5.

**Palavras-Chave** – Auto-oscilante, Correção do Fator de Potência, Lâmpadas de Descarga, Reator Eletrônico, Reconhecimento de Lâmpadas.

## FLUORESCENT LAMPS DETECTION WITH SELF-OSCILLATING ELECTRONIC BALLAST

**Abstract** – A T5 tubular fluorescent lamps detection methodology with the self-oscillating electronic ballast is performed in this work. The proposed topology must recognize and operate different lamps with its rated power. A SEPIC converter and a half-bridge inverter are used to perform power factor correction and supply the lamps, respectively. The lamp detection is realized by means of an analog electronic circuit. The command of the switches of the power factor correction and inverter stages is accomplished by the self-oscillating circuit. Experimental results and data of electrodes preheating standard NBR 14418 are analyzed.

**Keywords** – Discharge Lamps, Electronic ballast, Lamps Detection, Power Factor Correction, Self-oscillating.

### I. INTRODUÇÃO

A iluminação artificial é responsável por grande parcela

da energia elétrica consumida mundialmente. No Brasil, estima-se que aproximadamente 17% da energia elétrica gerada é consumida sob a forma de iluminação artificial [1]. Desta maneira, têm-se buscado alternativas para aumentar a eficiência energética dos sistemas de iluminação artificial.

Com o contínuo desenvolvimento das pesquisas em eletrônica de potência, evidenciado por publicações científicas [1]-[4], há também, atualmente, uma evolução significativa nos sistemas eletrônicos para iluminação artificial, principalmente nos empregados em iluminação pública com lâmpadas compostas por diodos emissores de luz (LED) [5]-[7]. Em iluminação residencial destacam-se as lâmpadas fluorescentes (LFs), consolidadas mundialmente, e as lâmpadas de LED, com crescente aceitação no mercado de iluminação de interiores [8]. Em 2013, as LFs tubulares e compactas corresponderam a um percentual de 64% do mercado mundial de lâmpadas [9], o que mostra uma tendência de que as LFs ainda dominem o mercado de iluminação de interiores por alguns anos. Este fato faz com que, apesar de consolidadas no mercado, as LFs e seus circuitos de acionamento ainda sejam objetivo de um número significativo de pesquisas nos dias de hoje [10]-[12].

O circuito de comando auto-oscilante é amplamente empregado em reatores eletrônicos (REs) para LFs, pois consiste em um circuito robusto e de relativa simplicidade [13]. Entretanto, uma vez que sua operação é estritamente dependente da carga e dos demais parâmetros do circuito, apresenta considerável complexidade de projeto, o que dificulta sua aplicação em REs com funções adicionais, como por exemplo, tensão de entrada universal, reconhecimento de lâmpadas, entre outras. Apesar disso, em alguns trabalhos o circuito de comando auto-oscilante foi utilizado em REs com controle de luminosidade, realizado pela variação da frequência de operação do inversor meia-ponte que alimenta a lâmpada [14], [15].

Os REs comerciais, auto-oscilantes ou não, são normalmente desenvolvidos para operarem com uma LF de potência específica. Como a variedade de potências de LFs é grande, os fabricantes devem oferecer diversas opções de REs. Em grandes estruturas, por exemplo, aeroportos, estações de trens, centros comerciais e indústrias, geralmente são utilizadas LFs de diferentes potências, o que significa que deve ser armazenada uma grande diversidade de REs para atender todas as lâmpadas. Além disso, o risco de utilizar um RE incompatível com a LF é grande, podendo danificar a lâmpada e/ou reator. Desta forma, alguns trabalhos sobre reconhecimento de lâmpadas têm sido desenvolvidos [16]-[20]. As metodologias apresentadas nestes trabalhos têm elevada complexidade de implementação, principalmente, se comparadas a um reator

Artigo submetido em 23/05/2017. Primeira revisão em 30/06/2017. Aceito para publicação em 19/08/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

eletrônico convencional que alimenta uma única lâmpada. Ainda, utilizam circuitos integrados (CIs) dedicados e/ou microcontroladores para identificar as lâmpadas e comandar os interruptores do circuito de correção do fator de potência (CFP) e inversor. Por este motivo, a ideia principal deste trabalho é propor uma opção de reconhecimento de LFs que utilize um circuito simples, robusto e que possa facilmente ser implementado. Para viabilizar estas características, o reator eletrônico auto-oscilante é empregado para realizar o reconhecimento das LFs tubulares T5 de elevado fluxo luminoso (HO) selecionadas para este trabalho.

A principal característica do RE desenvolvido é a utilização apenas de circuitos analógicos, empregando o circuito auto-oscilante para comandar os interruptores dos estágios CFP e inversor. O RE irá identificar e operar as lâmpadas com suas respectivas potências nominais. O emprego do circuito de comando auto-oscilante permite que o RE proposto seja simples, robusto e compatível ao mercado nacional, ao mesmo tempo em que aumenta a complexidade de projeto, devido ao seu comportamento não linear e dependência da carga. A topologia proposta utiliza apenas componentes simples e tradicionais, que são disponibilizados por vários fabricantes de componentes eletrônicos. Topologias microcontroladas poderiam ser implementadas, entretanto, teriam a possibilidade de aumentar a complexidade de implementação, devido ao circuito de instrumentação para o microcontrolador e as fontes auxiliares para o microcontrolador e para os circuitos de acionamento dos estágios CFP e inversor. Ademais, o circuito deveria ser projetado para a utilização de um determinado microcontrolador. Em caso de modificação, ao menos o código deveria ser alterado, restringindo a simplicidade de reprodução da topologia desenvolvida. Uma topologia microcontrolada perderia a principal vantagem do comando auto-oscilante, a simplicidade de acionamento. Seria necessário o desenvolvimento de um circuito de comando para cada chave semicondutora do circuito.

Neste trabalho são reconhecidas três LFs, devido às limitações impostas pela utilização do comando auto-oscilante em circuitos com carga variável. O desenvolvimento de um RE para reconhecer LFs de diferentes potências, mesmo que em número reduzido, possibilita que se diminua a diversidade de reatores produzidos e também a possibilidade de danificação da lâmpada e/ou reator por instalação ou substituição inadequada.

Este artigo está dividido da seguinte forma: na seção II é apresentada a metodologia e as lâmpadas reconhecidas. A seção III expõe a metodologia de projeto do RE proposto. Na seção IV são apresentados os resultados experimentais obtidos e a seção V aponta as conclusões deste trabalho.

## II. DEFINIÇÃO DAS LÂMPADAS E METODOLOGIA DE RECONHECIMENTO

As LFs T5 de alta eficiência (HE) e as LFs HO representam o que há de mais moderno com relação à iluminação fluorescente de cátodo quente. Estas lâmpadas são fabricadas para funcionarem apenas com REs e possuem reduzida quantidade de mercúrio [21]. As LFs HE não

precisam ser identificadas para operar com potência nominal, pois todas possuem a mesma corrente de operação, sendo necessário somente um circuito que atue como fonte de corrente constante. Por este motivo, optou-se por desenvolver um RE para reconhecer as LFs T5 HO de 24 W, 39 W e 49 W. Estas lâmpadas foram escolhidas, pois são as de menor potência entre as T5 HO [21], o que permite que o volume do RE desenvolvido seja adequado a faixa de potência das LFs escolhidas. Na Tabela I são apresentadas as características elétricas das lâmpadas reconhecidas. A variável escolhida para identificar as LFs é a tensão de operação, pois não há sobreposição de valores para as lâmpadas utilizadas, de acordo com a Tabela I.

Na Figura 1 é apresentado o diagrama de blocos do reator proposto, que tem como referência a estrutura típica de um RE para alimentação de LFs com potência total demandada (LF + reator) acima de 25 W [22]. O estágio CFP é empregado para proporcionar elevado fator de potência (FP) e atendimento à norma IEC61000-3-2 [23]. O inversor e o filtro ressonante são responsáveis pela ignição e alimentação das LFs em regime permanente. O estágio de medição e detecção da LF deve medir a tensão da lâmpada, identificá-la e determinar a razão cíclica ( $D$ ) de operação do conversor empregado para CFP. Esta adequação de  $D$  garante que a LF, se corretamente identificada, seja alimentada com sua potência nominal.

A topologia proposta para reconhecer as LFs T5 HO é mostrada na Figura 2. O circuito consiste em um conversor SEPIC para CFP, um inversor meia-ponte com filtro LCC para ignição e alimentação das LFs, um circuito para ajustar a potência nominal de cada lâmpada reconhecida e um circuito para preaquecimento dos eletrodos das LFs (PRAE). O acionamento dos interruptores dos estágios CFP e inversor do RE SEPIC meia-ponte auto-oscilante (SMPAO) é realizado pelo circuito de comando auto-oscilante. Os dois estágios atuam de forma independente, pois seus circuitos de comando são distintos, implementados por dois transformadores de corrente (TCs),  $TC_{inv}$  (formado por  $L_{pinv}$ ,  $L_{s1inv}$  e  $L_{s2inv}$ ) para o comando do inversor meia-ponte e  $TC_{sep}$  (formado por  $L_{psep}$ ,  $L_{ssep}$ ) para o comando do conversor SEPIC. Os primários dos dois TCs estão em série no filtro ressonante, logo, os estágios CFP e inversor operam com a mesma frequência.

**TABELA I**  
**Características Elétricas das LFS T5 HO**

Lâmpada	Tensão (V)	Corrente (A)	Resistência equivalente ( $\Omega$ )
T5 HO 24 W	$80 \pm 8$	0,300	266
T5 HO 39 W	$119 \pm 10$	0,330	360
T5 HO 49 W	$195 \pm 20$	0,255	765



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



nominal da LF. Neste trabalho, a estratégia de reconhecimento apresentada no fluxograma da Figura 3 é empregada para identificar as LFs já citadas. Contudo, poderia ser utilizada para identificar LFs de outras potências, ou até mesmo um número maior de LFs, desde que tenham tensão de operação distintas.

O RE SMPAO é projetado para potência (de acordo com uma das LFs a ser reconhecida), tensão de barramento ( $V_{bus}$ ) e  $f_s$  específica. Entretanto, quando o RE estiver operando com outras LFs, que não a de projeto,  $f_s$  e  $V_{bus}$  são alteradas. A frequência de operação do comando auto-oscilante é dependente da carga, dos componentes do filtro LCC e de  $V_{bus}$ . Todavia,  $V_{bus}$  também é dependente da frequência de operação. Desta maneira, não é possível determinar analiticamente o ponto de operação ( $V_{bus}$  e  $f_s$ ) do RE SMPAO quando este estiver operando com LFs de potências diferentes da qual foi projetado. Uma solução seria obter os pontos de operação empiricamente, por meio de testes experimentais. Contudo, neste trabalho é adaptada a solução apresentada em [24], em que foi apresentada uma metodologia iterativa para determinar o ponto de operação do REAO em circuitos para uma LF e com controle de luminosidade. Desta forma, é possível determinar  $f_s$  e  $V_{bus}$  para cada lâmpada que será reconhecida.

Não foi prevista na estratégia de identificação das LFs proteção para detectar ausência/danificação de lâmpada no reator eletrônico, ou mesmo a possibilidade de identificar se a LF inserida no reator tem potência nominal diferente das que são reconhecidas neste trabalho. Estas funcionalidades aumentariam ainda mais a complexidade de projeto e poderiam tornar inviável o reconhecimento de LFs somente com o REAO, sem a utilização de CIs dedicados para tais funcionalidades.

### III. METODOLOGIA DE PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO SMPAO

Nesta seção é apresentada a metodologia de projeto do RE SMPAO para reconhecimento de LFs. O projeto é dividido em seis etapas: Inversor meia-ponte, conversor SEPIC, circuito de comando, circuito de medição da tensão e detecção das LFs, circuito de preaquecimento dos eletrodos e análise da oscilação autossustentada.

#### A. Projeto do Inversor Meia-ponte

O projeto do inversor meia-ponte consiste em determinar os elementos do filtro ressonante LCC. Este estágio é o primeiro a ser projetado, pois é necessário que os elementos do filtro sejam conhecidos para que seja possível determinar os pontos de operação do RE SMPAO.

O funcionamento adequado de um RE depende do projeto do filtro ressonante para que a LF tenha elevada eficiência e vida útil. Um filtro bem projetado deve garantir a ignição da lâmpada, proporcionar comutação suave (ZVS) aos interruptores do inversor, não permitir circulação de corrente com componente contínua (CC) na LF e proporcionar preaquecimento dos eletrodos da lâmpada. Na literatura existem diferentes metodologias de projeto do filtro ressonante LCC para LFs. A maioria dos trabalhos utiliza a aproximação pela componente fundamental e o modelo de

resistência equivalente da lâmpada [25], [26]. Entretanto, poucos trabalhos consideram condições apropriadas de operação dos eletrodos no projeto do filtro, que são fundamentais para que a lâmpada tenha a manutenção da sua vida útil [27], [28]. Desta forma, para o projeto do filtro ressonante LCC que alimenta as LFs reconhecidas será adotada a metodologia apresentada em [29], em que é considerado o aquecimento dos eletrodos e a ignição da LF, características essenciais para um bom funcionamento do conjunto reator/lâmpada. Os dados de projeto do filtro LCC e os componentes calculados com a metodologia apresentada em [29] são mostrados na Tabela II.

Antes de projetar o estágio CFP deve-se determinar o ponto de operação do reator eletrônico SMPAO para cada lâmpada reconhecida. O ponto de operação para a LF de 39 W é conhecido ( $V_{bus}$  e  $f_s$  especificados para o estágio inversor). Entretanto,  $f_s$  e  $V_{bus}$  para as LFs de 24 W e 49 W devem ser determinadas. Desta forma, foi implementado um algoritmo para determinar o ponto de operação do RE SMPAO, quando este opera com as LFs de 24 W e 49 W. O algoritmo pode ser resumido da seguinte forma: entra-se com os dados dos componentes do filtro ressonante e do comando auto-oscilante, além da potência da LF que se deseja obter o ponto de operação. Escolhe-se uma tensão de barramento arbitrária para início da iteração e após é calculada a resistência equivalente da LF e a frequência de auto-oscilação para estes dados de projeto. Na sequência, é calculada a potência demandada pela lâmpada. Se a potência calculada for igual ou aproximadamente igual a potência nominal da LF (de acordo com a margem de erro desejada), tem-se os valores de  $V_{bus}$  e  $f_s$  para esta lâmpada. Caso contrário, decrementa-se a tensão de barramento e o processo se repete até que a potência calculada atenda o valor nominal da LF. Os pontos de operação obtidos são apresentados na Tabela III. É destacado que foi escolhida a potência de 39 W para o projeto do filtro ressonante devido ao RE apresentar uma pequena faixa de variação de  $f_s$  quando estiver operando com as outras lâmpadas reconhecidas.

#### B. Projeto do Conversor SEPIC para CFP

O conversor SEPIC operando no MCD de corrente foi escolhido para implementar CFP neste trabalho, pois apresenta as características necessárias para aplicação em circuitos para CFP com comando auto-oscilante, conforme análise realizada em [15]. Para o projeto do conversor SEPIC para CFP é usado o modelo do circuito equivalente apresentado em [15] (válido para operação no MCD de corrente), em que a entrada do conversor SEPIC emula uma resistência elétrica para a rede de energia elétrica. Desta maneira, mesmo operando em malha aberta, são obtidos

TABELA II  
Dados de Projeto e Componentes do Filtro LCC

Tensão de entrada do inversor	$V_{bus}=300$ V
Potência de LF	$P_{lamp}=39$ W
Resistência equivalente da LF	$R_{eq}=330$ $\Omega$
Frequência de comutação	$f_c=35$ kHz
Fator de qualidade do filtro LCC	$Q_c=1,5$
Indutor ressonante ( $L$ )	2,41 mH
Capacitor série ressonante ( $C_s$ )	27 nF
Capacitor paralelo ressonante ( $C_p$ )	6,8 nF

**TABELA III**  
**Pontos de Operação do Reator SMPAO para as LFs de 24 W e 49 W**

LF de 24 W	
Frequência de comutação ( $f_{s24}$ )	34 kHz
Tensão de barramento ( $V_{bus24}$ )	252 V
LF de 49 W	
Frequência de comutação ( $f_{s49}$ )	42 kHz
Tensão de barramento ( $V_{bus49}$ )	277 V

elevado FP e reduzida distorção harmônica total (DHT) da corrente de entrada do conversor.

Os dados de projeto do conversor e os componentes  $C_{sep}$ ,  $L_{sep1}$ ,  $L_{sep2}$  e  $C_{bus}$ , calculados de acordo com as metodologias apresentadas em [15], [30], são apresentados na Tabela IV. A razão cíclica de operação do conversor SEPIC para cada LF é calculada por:

$$D_{CFP} = \sqrt{\frac{4L_{eq}P_{LF}}{V_{pk}^2 T_{LF}}} \quad (1)$$

onde:

- $P_{LF}$  - potência da LF reconhecida;
- $V_{pk}$  - tensão de pico da rede de energia elétrica;
- $L_{eq}$  - indutância equivalente do conversor SEPIC;
- $T_{LF}$  - período de comutação do conversor SEPIC para a LF reconhecida.

A razão cíclica de operação para a LF de 49 W não precisa ser calculada, pois foi definida 0,3 no projeto do conversor SEPIC. Para as LFs de 24 W e 39 W os valores de  $D$  obtidos de (1) são 0,20 e 0,26, respectivamente. O conversor SEPIC deve operar abaixo da razão cíclica crítica entre os modos de condução contínua e descontínua de corrente. Na Figura 4 é avaliada a razão cíclica de operação do conversor SEPIC em função da tensão de barramento. Pode ser observado na Figura 4 que é garantida a operação do conversor SEPIC no MCD para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W.

### C. Projeto do Circuito de Comando dos Estágios de CFP e Inversor

O circuito de comando do conversor SEPIC e do inversor meia-ponte é projetado da mesma maneira que o circuito de comando auto-oscilante apresentado em [15]. Entretanto, no conversor SEPIC, o valor da tensão *gate-source* ( $V_{GS}$ ) de  $S_{sep}$  não é mantido fixo no semiciclo positivo. Esta tensão é

**TABELA IV**  
**Dados de Projeto e Componentes Calculados para o Conversor SEPIC para CFP**

Tensão de entrada	$V_{in} = 220 \text{ V}_{rms}/60 \text{ Hz}$
Potência de saída	$P_{out} = 49 \text{ W}$
Rendimento	$\eta = 85 \%$
Frequência de comutação	$f_c = 42 \text{ kHz}$
Razão cíclica	$D = 0,3$
Ondulação da corrente de entrada	$\Delta i_{in} = 25\%$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_{out} = 5\%$
Indutor $L_{sep1}$	28 mH
Indutor $L_{sep2}$	1,1 mH
Capacitor $C_{sep}$	68 nF
Capacitor $C_{bus}$	68 $\mu\text{F}$

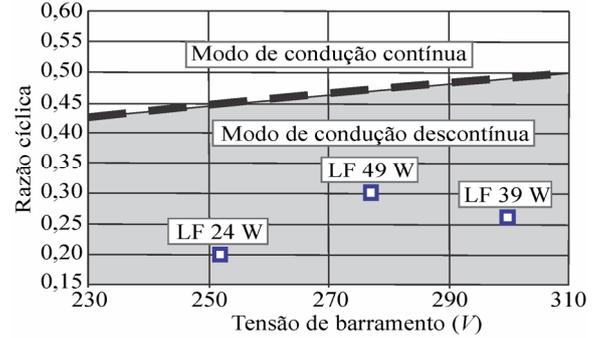


Fig. 4. Regiões de operação do conversor SEPIC.

variável de acordo com a LF, o que possibilita a variação da razão cíclica do interruptor. A Figura 5 mostra o circuito de comando equivalente do conversor SEPIC com suas respectivas formas de onda idealizadas. Nas Figuras 5.a e 5.b as fontes de corrente  $i_{S1}$  e  $i_{S2}$  representam a corrente do filtro ressonante refletida para o secundário do TC, para duas lâmpadas de potências diferentes. Na Figura 5.c é mostrado o circuito de comando equivalente do conversor SEPIC, no qual  $L_{ssep}$  representa a indutância magnetizante de  $TC_{sep}$  referida ao secundário. As relações de corrente mostradas na Figura 5 definem a troca de polaridade da tensão sobre  $D_{COM}$  e  $D_Z$  e, conseqüentemente, sobre  $S_{sep}$ .

A troca da polaridade de  $V_{CMD}$  ocorre no instante que  $i_{S1}/i_{S2}$  se igualam a  $i_{m1}/i_{m2}$ . No reator eletrônico SMPAO, a corrente do filtro tem amplitude e frequência variável, de acordo com a potência da lâmpada. Logo, com a variação de  $V_{CMD}$  e a conseqüente mudança de inclinação de  $i_{m1}/i_{m2}$ , no semiciclo positivo de  $V_{GS}$  ocorre variação de  $D$  e  $f_s$  de  $S_{sep}$ , como mostrado na Figura 5. A indutância magnetizante de  $TC_{sep}$  é calculada da mesma maneira que a de  $TC_{inv}$ , como apresentado em [15]. Os componentes calculados para os circuitos de comando do conversor SEPIC e do inversor meia-ponte são mostrados na Tabela V.

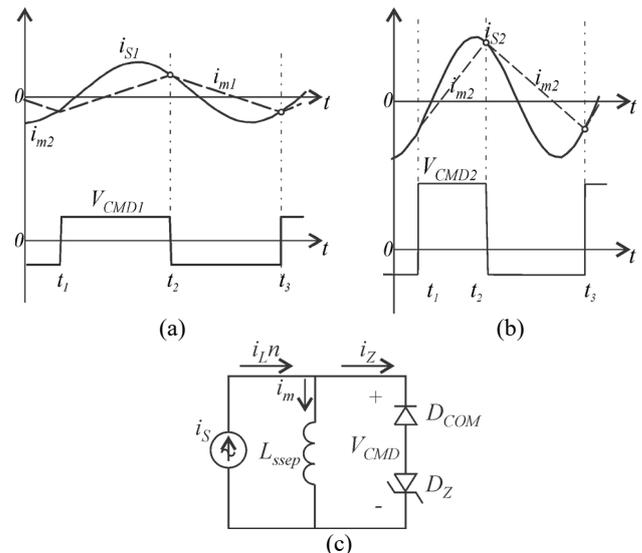


Fig. 5. Circuito de comando do conversor SEPIC: (a), (b) Formas de onda, (c) circuito equivalente.

TABELA V

Componentes do Circuito de Comando do Conversor SEPIC e Inversor Meia-ponte

Conversor SEPIC	
$L_{psep}/L_{ssep}$	48 $\mu$ H/ 378 $\mu$ H
$D_Z$	3,3 V
Inversor meia-ponte	
$L_{pinv}/L_{s1inv}/L_{s2inv}$	44 $\mu$ H/ 933 $\mu$ H
$D_{Z1}-D_{Z4}$	12 V

#### D. Projeto do Circuito de Medida e Ajuste da Potência da Lâmpada

O circuito de medida e ajuste da potência da lâmpada deve medir a tensão da LF ( $V_{LF}$ ) e determinar a razão cíclica do estágio CFP, para que a potência do conversor SEPIC corresponda, idealmente, à potência nominal das lâmpadas reconhecidas. Quanto maior a potência da LF, maior o valor da sua tensão ( $V_{LP}$ ) e maior deve ser a razão cíclica de operação do estágio CFP. Como mostrado na Figura 5, a variação de  $D$  do conversor SEPIC ocorre pela variação da amplitude de  $V_{CMD}$ , sendo que quanto maior o valor positivo de  $V_{CMD}$ , menor a razão cíclica. Logo, deve-se ter um circuito que faça a medida da tensão da LF e a converta em um valor de tensão contínua, que corresponda à razão cíclica de operação do conversor SEPIC para cada LF.

O valor positivo de  $V_{CMD}$  ( $V_{CMD+}$ ) em função da razão cíclica de operação do conversor SEPIC para cada LF reconhecida ( $D_{LF}$ ) é dado por:

$$V_{CMD+} = (V_Z + V_{fcom}) \frac{(1 - D_{LF})}{D_{LF}} - V_{fctrl} \quad (2)$$

onde:

$V_{fcom}$  - queda de tensão direta do diodo  $D_{COM}$  da Figura 2;

$V_{fctrl}$  - queda de tensão direta do diodo  $D_{ctrl}$  do circuito da Figura 6;

$V_Z$  - tensão zener do diodo  $D_Z$  da Figura 2.

Os valores obtidos de (2) são apresentados na Tabela VI. Na Figura 6 é mostrado o circuito proposto para atender os valores de  $V_{CMD+}$  da Tabela VI. Este circuito atua como um seletor de razão cíclica, disponibilizando na sua saída os valores de  $V_{CMD+}$  necessários para cada LF reconhecida. O circuito de seleção de razão cíclica (CSRC) mantém sua tensão de saída regulada, sendo imune a variações na tensão da LF (respeitando os limites impostos pelo fabricante das lâmpadas [21]), o que é proporcionado pela utilização do conversor analógico-digital (A/D) após a medida da tensão da lâmpada. O amp-op selecionado para o circuito é o LM358 [31], que tem como características baixo custo e não necessitar fonte de alimentação simétrica, o que facilita o desenvolvimento de uma fonte auxiliar para o CSRC.

Os comparadores  $CP1$  e  $CP2$  atuam de acordo com a lógica apresentada na Tabela VII. Para a LF de 24 W, a tensão de saída dos dois comparadores é zero. Para a lâmpada de 39 W  $CP2$  apresenta nível lógico 1 e para a LF de 49 W os dois comparadores têm nível lógico 1. Quando a lâmpada for de 24 W, a tensão de saída do estágio somador é zero e  $V_{CMD+}$  é a própria tensão de alimentação do amp-op ( $VCC$ ) menos a queda de tensão devido à saturação do amplificador operacional. Desta maneira,  $VCC$  é dado por:

TABELA VI

Tensões  $V_{CMD+}$  e Razões Cíclicas de Operação para o Conversor SEPIC

LF 24 W	$D_{LF24}=0,20$	$V_{CMD24+}=14,80$ V	$V_{LF24}=80$ V
LF 39 W	$D_{LF39}=0,26$	$V_{CMD39+}=10,40$ V	$V_{LF39}=119$ V
LF 49 W	$D_{LF49}=0,30$	$V_{CMD49+}=7,60$ V	$V_{LF49}=195$ V

TABELA VII

Atuação de CP1 e CP2 de acordo com as LFs

Potência da LF (W)	CP1	CP2
24	0	0
39	0	1
49	1	1

$$VCC = V_{CMD24+} + V_{fsat} \quad (3)$$

onde  $V_{fsat}$  corresponde ao valor de queda de tensão do amp-op quando saturado [31].

O estágio de proteção formado por  $D_{ctrl}$  e  $C_{ctrl}$  impede que circule corrente do CSRC para o circuito de comando no semiciclo negativo de  $V_{CMD}$ . No semiciclo positivo,  $C_{ctrl}$  absorve a corrente drenada do circuito de comando para o CSRC.

Os componentes do CSRC são projetados por meio de equações de circuitos lineares com amplificadores operacionais. Os principais componentes calculados são apresentados na Tabela VIII.

#### E. Avaliação da Oscilação Autossustentada

A avaliação da oscilação autossustentada do reator eletrônico SMPAO é realizada por meio do critério de estabilidade estendido de Nyquist para as LFs reconhecidas, 24 W, 39 W e 49 W. A Figura 7 mostra o diagrama de Nyquist do inversor meia-ponte operando com as respectivas lâmpadas. Esta figura mostra que a intersecção entre  $-1/N$  e a função de transferência dos elementos com comportamento linear do REAO para cada lâmpada ( $G_{LF}(s)$ ) ocorre aproximadamente na frequência de projeto para cada lâmpada. Para as LFs de 24 W e 39 W o corte entre  $-1/N$  e  $G_{LF}(s)$  apresenta um ângulo de aproximadamente 45° e para a LF de 49 W o ângulo é próximo a 90°. Desta maneira, os métodos da função descritiva e do critério de estabilidade estendido de Nyquist apresentam boa confiabilidade para serem empregados na metodologia de projeto do reator eletrônico SMPAO [32]. Da mesma forma, pode-se verificar a existência de uma oscilação autossustentada para o reator eletrônico operando com as três lâmpadas reconhecidas.

TABELA VIII

Principais Componentes do CSRC

Capacitor eletrolítico $C_{LP}$	1 $\mu$ F
Resistor $R_{div1}$	190 k $\Omega$
Resistor $R_{div2}$	10 k $\Omega$
Resistor variável $R_{d1}$	5,30 k $\Omega$
Resistor variável $R_{d2}$	6,38 k $\Omega$
Resistor $R_{d3}$	10 k $\Omega$
Diodo $D_{ctrl}$	UF4007
Capacitor eletrolítico $C_{ctrl}$	1 $\mu$ F

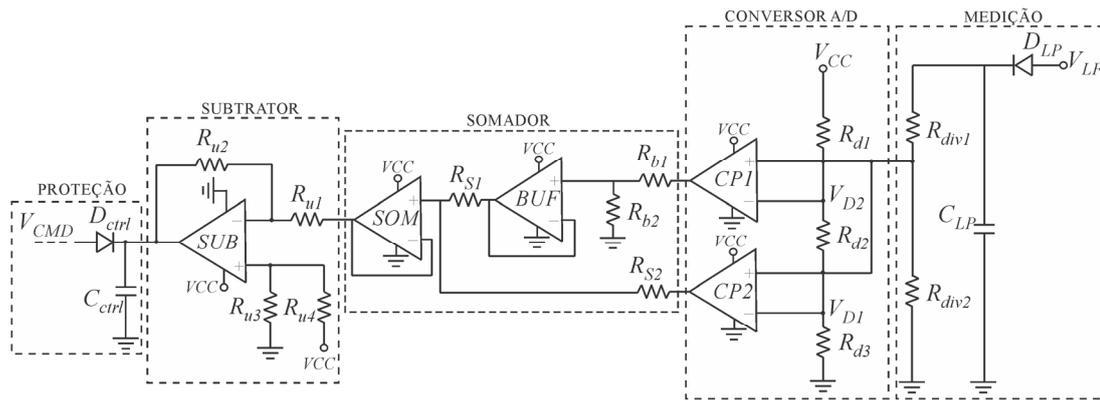


Fig. 6. Circuito de seleção de razão cíclica do reator eletrônico SMPAO.

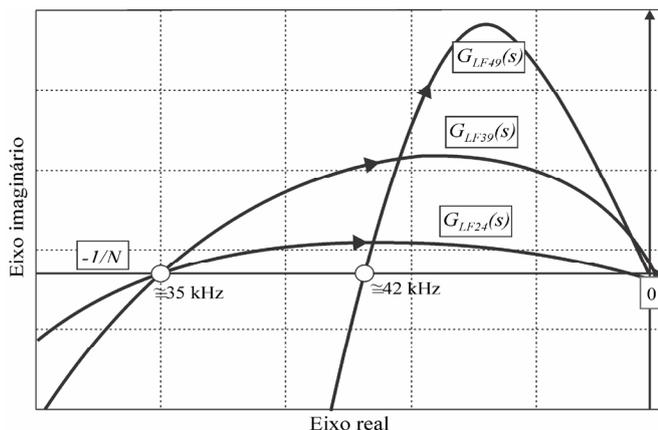


Fig. 7. Diagrama de Nyquist para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W.

#### F. Projeto do Circuito de Preaquecimento dos Eletrodos

A NBR 14418 [33] regulamenta as condições de partida de uma LF. O preaquecimento é realizado fornecendo uma energia adequada para os eletrodos antes da ignição, para que a tensão de circuito aberto necessária para a partida da lâmpada seja diminuída. Os testes de validação do preaquecimento devem ser realizados segundo orientações da NBR 14418 e utilizando as informações fornecidas pelo fabricante das LFs, neste trabalho Philips [21].

No preaquecimento por controle de tensão, os reatores devem alimentar os eletrodos com valores adequados de tensão durante as fases de preaquecimento e com a LF em funcionamento. Após o intervalo de preaquecimento, a tensão nos eletrodos pode ser mantida durante o funcionamento da LF, atenuada ou reduzida à zero. A tensão de ignição pode ser aplicada à LF simultaneamente com a tensão de preaquecimento. Entretanto, a tensão na LF durante o preaquecimento deve ser inferior ao seu valor de partida ou estar em conformidade com os valores especificados para o preaquecimento por corrente [33]. Para comprovar o preaquecimento por tensão, deve-se medir a tensão de saída do circuito de preaquecimento em resistores substitutos especificados pelo fabricante das LFs.

Foram analisadas algumas soluções de preaquecimento dos eletrodos com o circuito de comando auto-oscilante, como a apresentada em [34]. Entretanto, estas soluções não se mostraram adequadas para o emprego no reator eletrônico SMPAO e para atender à norma NBR 14418 para as LFs reconhecidas. Desta forma, optou-se por desenvolver um

circuito para o preaquecimento dos eletrodos por tensão, o qual é mostrado na Figura 8. A topologia consiste em um conversor *Flyback*, no qual as saídas são ligadas aos eletrodos das lâmpadas reconhecidas (representados por  $R_{f1}$  e  $R_{f2}$  na Figura 8) para proporcionar o preaquecimento antes da ignição. O conversor *Flyback* opera no modo de condução contínua, para que sua tensão de saída seja aproximadamente constante, independente da resistência dos eletrodos, e seu circuito de comando é implementado por um CI 555, que é simples e de baixo custo. A alimentação do conversor *Flyback* é feita diretamente da saída da ponte retificadora do conversor SEPIC do reator eletrônico SMPAO, representada por  $V_{ret}$  na Figura 8. Após alguns segundos da ignição da LF, o conversor *Flyback* é desligado para que não tenha influência, em regime permanente, no rendimento e na distorção harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico. O circuito de desligamento do conversor *Flyback* é formado pelo transistor PNP  $T_d$ ,  $R_d$  e  $C_d$ . A constante de tempo entre  $R_d$  e  $C_d$  deve ser ajustada de tal forma que o transistor entre na região de corte no tempo desejado, desconectando a alimentação do CI 555 e, conseqüentemente, desligando o circuito de comando do conversor *Flyback*. Os dados de projeto e os principais componentes do conversor são apresentados na Tabela IX.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do reator eletrônico SMPAO. Nas Figuras 9, 10 e 11 são

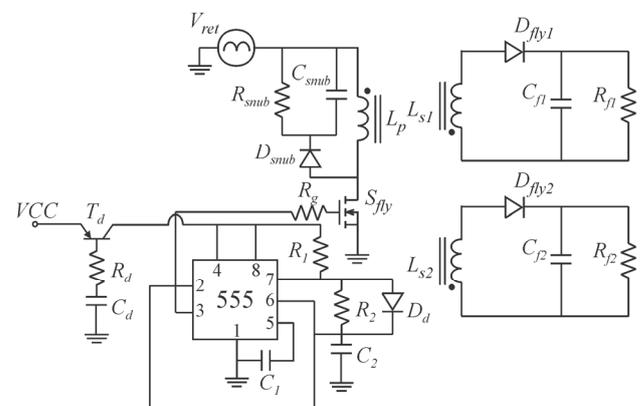


Fig. 8. Conversor Flyback para preaquecimento dos eletrodos.

TABELA IX

Dados de Projeto e Componentes do Conversor Flyback

Tensão de entrada	$V_{in} = 220 \text{ V}_{\text{rms}}/60 \text{ Hz}$
Razão cíclica	$D = 0,3$
Rendimento	$\eta = 85 \%$
Frequência de comutação	$f_c = 42 \text{ kHz}$
Resistência dos eletrodos	$R_f = 12 \Omega$
Tensão das saídas	$V_o = 4,0 \text{ V}$
Tempo de preaquecimento	$T_{heat} = 2,5 \text{ s}$
Capacitores de saída	$C_o = 470 \text{ nF}$
Indutor Flyback	$L_p = 34 \text{ mH}$

mostradas as formas de onda de tensão ( $V_{in}$ ), corrente ( $I_{in}$ ) e potência de entrada ( $P_{in}$ ) do reator eletrônico para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W, respectivamente. Na Figura 9,  $P_{in}$  tem valor de 27,06 W, enquanto nas Figuras 10 e 11 os valores medidos foram de 43,75 W e 51,95 W, respectivamente. Nas Figuras 12, 13 e 14 são mostradas as formas de onda de tensão ( $V_{LF}$ ) e corrente ( $I_{LF}$ ) nas LFs de 24 W, 39 W e 49 W, respectivamente. As potências medidas para as respectivas lâmpadas foram 23,35 W, 39,17 W e 49,22 W, próximos ao nominal para as três LFs. A tensão nas lâmpadas está dentro do limite especificado pelo fabricante [21]. Os valores medidos foram 75,32 V para a LF de 24 W, 115,6 V para a LF de 39 W e 192,7 V para a LF de 49 W. A frequência de operação do reator eletrônico SMPAO para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W é 33,97 kHz, 34,68 kHz e 40,58 kHz, respectivamente. Estes valores estão próximos aos fornecidos pela Tabela III, comprovando o êxito da metodologia empregada para determinar os pontos de operação do reator eletrônico.

Nas Figuras 15, 16 e 17 são mostradas as formas de onda de tensão nas LFs de 24 W, 39 W e 49 W, nos estágios de preaquecimento e ignição. Pelas formas de onda pode-se observar o tempo de preaquecimento de aproximadamente 2,5 s para as três LFs e a elevada tensão na ignição. Os valores de tensão nos resistores substitutos foram medidos e estiveram de acordo com os fornecidos por [21], atendendo as exigências de preaquecimento. Os principais resultados experimentais do reator eletrônico SMPAO para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W são resumidos na Tabela X.

É destacado que foi implementada uma fonte auxiliar para alimentar os amplificadores operacionais e o CI 555 do reator eletrônico SMPAO. Esta fonte foi conectada diretamente à rede de energia elétrica por meio de um divisor capacitivo e a sua tensão de saída foi ajustada com um regulador de tensão LM317 [35].

TABELA X

Resultados Experimentais do Reator Eletrônico SMPAO

	LF 24 W	LF 39 W	LF 49 W
Potência ativa de entrada	27,06 W	43,75 W	51,95 W
Fator de potência	0,93	0,97	0,98
Fator de crista da corrente de entrada	1,50	1,47	1,48
Distorção harmônica total da corrente de entrada	9,5%	5,9%	5,8%
Atende a norma técnica IEC 61000-3-2 Classe C	Sim	Sim	Sim
Potência de saída	23,35 W	39,17 W	49,22 W
Rendimento	86,3%	89,5%	94,7%

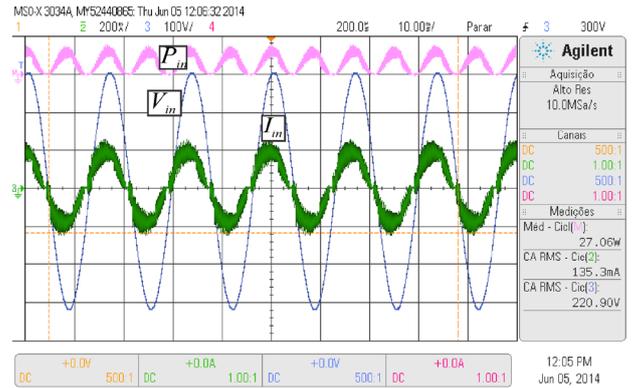


Fig. 9. Tensão, corrente e potência de entrada para LF de 24 W (500 mA/div, 100 V/div, 10 ms/div).

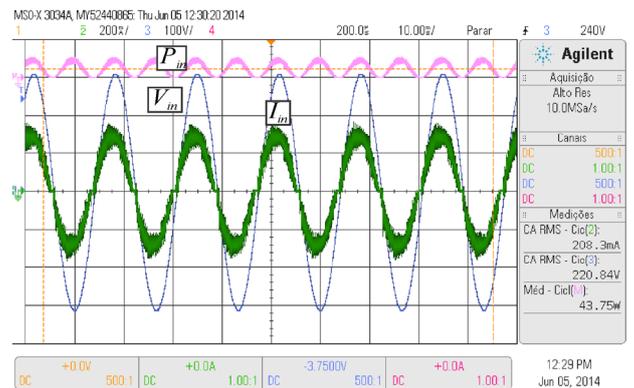


Fig. 10. Tensão, corrente e potência de entrada para LF de 39 W (500 mA/div, 100 V/div, 10 ms/div).

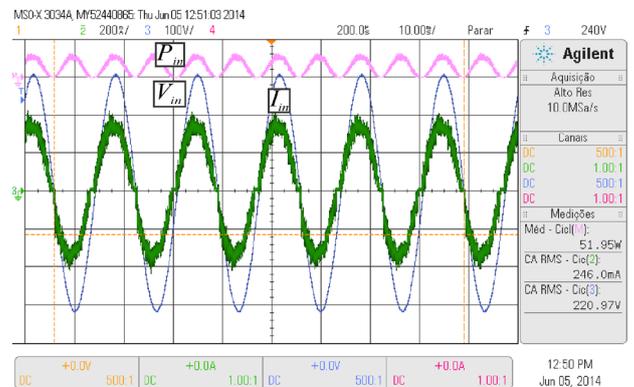


Fig. 11. Tensão, corrente e potência de entrada para LF de 49 W (500 mA/div, 100 V/div, 10 ms/div).

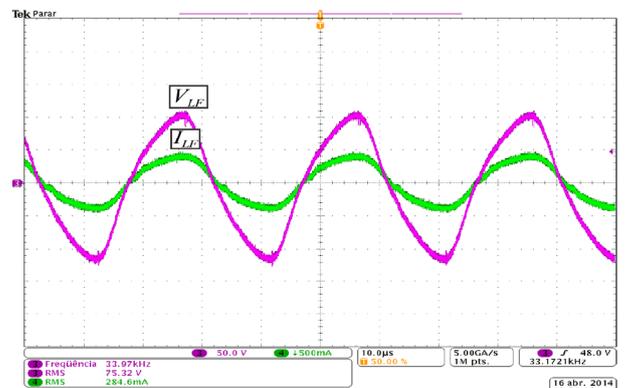


Fig. 12. Tensão e corrente na LF de 24 W (50 V/div, 500 mA/div, 10 μs/div).

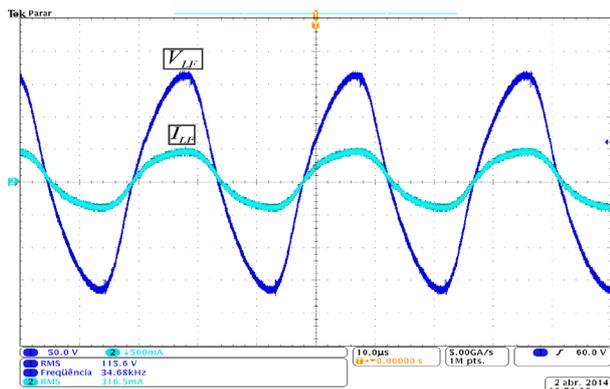


Fig. 13. Tensão e corrente na LF de 39 W (50 V/div, 500 mA/div, 10 µs/div).

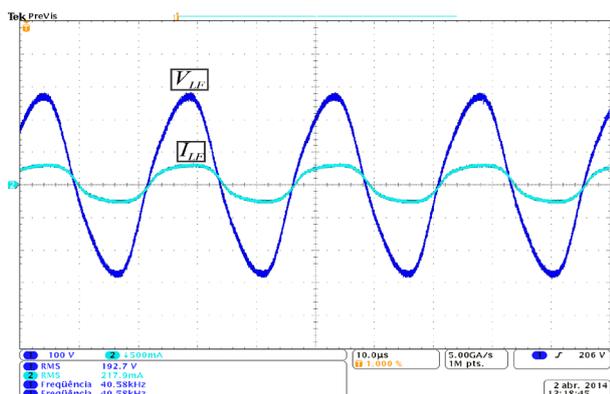


Fig. 14. Tensão e corrente na LF de 49 W (100 V/div, 500 mA/div, 10 µs/div).

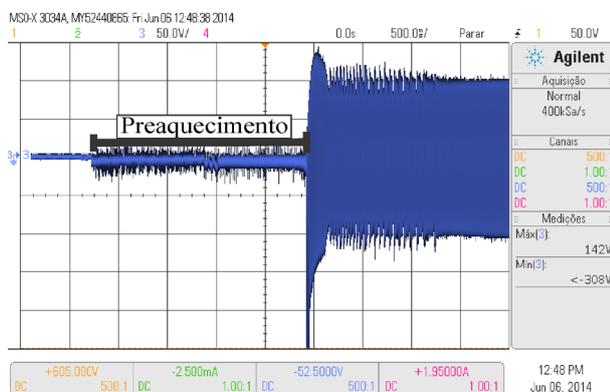


Fig. 15. Tensão de preaquecimento e ignição para LF de 24 W (50 V/div, 500 ms/div).

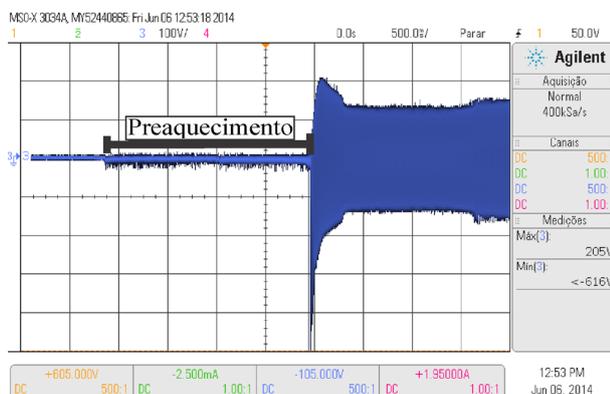


Fig. 16. Tensão de preaquecimento e ignição para LF de 39 W (100 V/div, 500 ms/div).

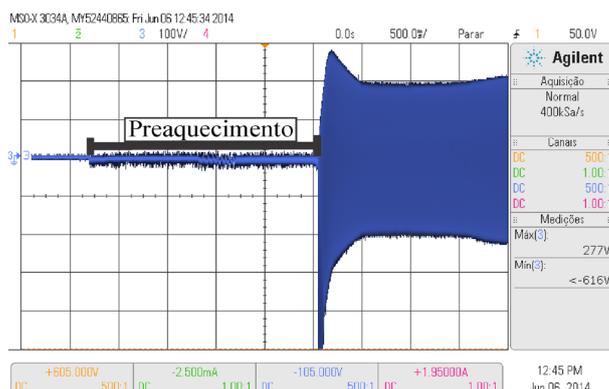


Fig. 17. Tensão de preaquecimento e ignição para LF de 49 W (100 V/div, 500 ms/div).

## V. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada uma metodologia de reconhecimento de lâmpadas fluorescentes empregando o reator eletrônico auto-oscilante, que é uma proposta inédita na literatura. As características de funcionamento e a metodologia desenvolvida permitiram implementar o reconhecimento de lâmpadas de forma eficiente com um circuito que é caracterizado pela simplicidade e por ser robusto.

As principais dificuldades em projetar um reator eletrônico para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes foram a dependência da carga do comando auto-oscilante e o desenvolvimento de um circuito de preaquecimento que atendesse a norma NBR 14418. O projeto pôde ser desenvolvido com êxito devido à implementação de uma rotina iterativa que determinou o ponto de operação do reator eletrônico. Não foram empregados circuitos dedicados para reatores eletrônicos, os quais determinam alto custo para implementar os circuitos de comando do inversor e do conversor para CFP.

Os resultados experimentais obtidos mostraram o correto funcionamento do reator eletrônico, pois as potências nominais das três lâmpadas foram atendidas com pequenos erros. Poderiam ser acrescentadas mais lâmpadas à estratégia de reconhecimento, entretanto, para cada LF adicionada, deve-se acrescentar um amplificador operacional no conversor A/D do circuito de seleção de razão cíclica.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à CAPES, Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, e ao CNPq, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pelo suporte financeiro dessa pesquisa, CNPq – Brasil Proc. 311911/2015-3 e Proc. 409632/2016-3.

## REFERÊNCIAS

- [1] Ministério de Minas e Energia, "Plano Nacional de Energia 2030", 2007. [Online]. Disponível: [www.mme.gov.br/mme](http://www.mme.gov.br/mme).
- [2] F. R. Pereira, "Análise de Eficiência de Conversor Cuk em Baixa Tensão", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*,

- vol. 20, n. 4, pp. 347-353, Setembro/Novembro 2015.
- [3] B. R. Almeida, D. Oliveira Jr., “Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional de Único Estágio com Correção de Fator de Potência e Isolado em Alta Frequência”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, n. 2, pp. 117-125, Março/Junho 2016.
- [4] J. R. Dreher, A. M. S. S. Andrade, L. Schuch, M. L. da S. Martins, “Coupled-Inductor High Step-Up Integrated Topologies: Synthesis, Analysis and Experimental Results”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, n. 2, pp. 091-104, Março/Junho 2016.
- [5] E. M. Sá Jr., P. H. A. Miranda, E. E. dos Santos, F. L. M. Antunes, “Conversor CC/CC com Capacitor Comutado Aplicado para Equalização de Potência em Vetores de LEDs”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, n. 3, pp. 1100-1108, Junho/Agosto 2013.
- [6] P. S. Almeida, G. M. Soares, H. A. C. Braga, “Storage Capacitance Minimization in LED Drivers Based on Photometrical Constraints and Converter Integration”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, n. 2, pp. 962-971, Março/Maio 2013.
- [7] M. R. Cosetin, T. E. Bolzan, E. A. Bittencourt, M. F. da Silva, J. M. Alonso, R. N. do Prado, “Dimmable Single-stage SEPIC-Buck Converter for LED Lighting with Reduced Storage Capacitor”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 19, n. 2, pp. 163-172, Março/Maio 2014.
- [8] I. Burgardt, E. Agostini Jr., C. H. I. Font, C. B. Nascimento, “A Flicker-Free Power LEDs Driver Based on The Non-Isolated SEPIC Rectifier Using a Regenerative Snubber”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, n. 1, pp. 31-39, Dezembro/Fevereiro 2015.
- [9] Joint Research Centre, “2014 Update on the Status of LED Market”, 2014. [Online]. Disponível: [www.ec.europa.eu/jrc](http://www.ec.europa.eu/jrc).
- [10] N. Vasquez, E. Baeza, A. Perea, C. Hernández, E. Vásquez, H. López, “Z” and “qZ” Source Inverters as Electronic Ballast”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n. 11, pp. 7651-7660, November 2016.
- [11] M. Kadota, H. Shoji, S. Furuya, “A Dimming Method for Hot Cathode Fluorescent Lamp Using a Resonant Inverter Operating at Fixed Switching Frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n. 4, pp. 2253-2261, April 2015.
- [12] W. M. Ng, S. Y. R. Hui, “Ultralow-Loss Passive T5 Fluorescent Lamp Ballasts for Subzero Temperature Operation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n. 10, pp. 5792-5799, October 2015.
- [13] C. Chang, G. W. Bruning, “Self-Oscillating Electronic Ballast Analysis Using the Relay Systems Approach”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, n. 1, pp. 255-261, January/February 2001.
- [14] 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.
- [15] J. de P. Lopes, M. F. Menke, W. A. Venturini, F. E. Bisogno, A. R. Seidel, “Reator Eletrônico Auto-Oscilante com Tensão de Entrada Universal e Correção de Fator de Potência”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, n. 2, pp. 972-981, Março/Maio 2013.
- [16] L. M. Lee, S. Y. R. Hui, H. S. H. Chung, “An Automatic Lamp Detection Technique for Electronic Ballast”, in *Proc. of APEC*, vol. 1, pp. 575-581, 2005.
- [17] L. M. Lee, S. Y. R. Hui, “Automatic Lamp Detection and Operation for Warm-Start Tubular Fluorescent Lamps”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n. 12, pp. 2933-2941, 2009.
- [18] Z. Jia, X. Biwen, M. Chongguang, C. Min, Q. Zhaoming, “An Automatic Fluorescent Lamp Detection Method Without Igniting the Lamps” in *Proc. of APEC*, pp. 2392-2397, 2012.
- [19] M. S. Perdigão, J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, E. S. Saraiva, “Using Magnetic Regulators for the Optimization of Universal Ballasts”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n. 6, pp. 3126-3134, 2008.
- [20] 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. 27, n. 4, pp. 2163-2175, 2012.
- [21] Philips, “Master TL5 Lamps”. [Online]. Disponível: [www.web.unipar.br](http://www.web.unipar.br).
- [22] Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares Retilíneas, Circulares e Compactas, Portaria INMETRO 267/2009, 2011.
- [23] Limits for Harmonic Current Emissions - Part 3-4: Limits, IEC 61000-3-2, Ed. 3, 2005.
- [24] M. F. Menke, C. S. Guedes, W. G. Rosa, J. de P. Lopes, A. R. Seidel, M. S. Perdigão, J. M. Alonso, “Iterative Method For Analysis of Dimmable Self-Oscillating Electronic Ballast Under Bus Voltage Control”, in *Proc. of COBEP*, pp. 1177-1182, 2013.
- [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] C. S. Moo, Y. C. Chuang, Y. H. Huang, H. N. Chen, “Modeling of Fluorescent Lamps For Dimmable Electronic Ballasts”, in *Proc. of IAS*, pp. 2231-2236, 1996.
- [27] A. R. Seidel, M. S. Perdigão, H. V. Marques, J. M. Alonso, E. S. Saraiva, “Safe Electrode Operation in Universal Electronic Ballasts”, in *Proc. of COBEP*, pp. 607-614, 2011.
- [28] G. Spiazzi, S. Buso, “Non Iterative Procedure of LCC-Based Electronic Ballasts For Fluorescent Lamps Including Dimming Operation”, in *Proc. of ECCE*, pp. 2065-2072, 2009.
- [29] J. de P. Lopes, M. F. Menke, W. G. da Rosa, F. E. Bisogno, A. R. Seidel, “Nova Metodologia de Projeto do Filtro Ressonante LCC de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Descarga de Baixa Pressão”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, n. 4, pp. 404-415, Setembro/Novembro 2015.
- [30] J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, C. Ordiz, “Integrated Buck-Flyback Converter as a High-Power-Factor Off-Line Power Supply”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n. 3, pp. 1090-1100, March 2008.

- [31] Fairchild Semiconductor, "LM2904, LM358/LM358A, LM258 Operational amplifier". [Online]. Disponível: <http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM358A.pdf>.
- [32] J.-J. E. Slotine, W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, Nova Jersey, 1991.
- [33] Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares, ABNT NBR 14418, segunda edição, 2011.
- [34] R. Gules, W. M. Santos, E. F. R. Romaneli, C. Q. Andrea, R. C. Annunziato, "An Auxiliary Self-Oscillating Preheating System For Self-Oscillating Fluorescent Lamp Electronic Ballasts", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, nº 4, pp. 1859-1868, April 2012.
- [35] Texas Instruments, "LM317 3-Terminal Adjustable Regulator". [Online]. Disponível: [www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf).

#### 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 (2010) e doutorado em Engenharia Elétrica (2014) pela mesma universidade. Atualmente é professor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – câmpus Pato Branco. Suas principais áreas de interesse incluem reatores eletrônicos, conversores CC/CC, correção de fator de potência, sistemas de iluminação inteligentes, conversores ressonantes, lâmpadas fluorescentes e de LEDs. Dr. Juliano é membro da SOBRAEP.

**Maikel Fernando Menke**, nascido em 07/10/1989 em Três de Maio-RS, é engenheiro eletricista (2015) e mestre em Engenharia Elétrica (2016) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Possui graduação em Formação Pedagógica de Docentes (2017) pela mesma instituição. Atualmente é doutorando junto ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSM. Atua como integrante do Grupo de Pesquisa GEDRE – Inteligência em Iluminação, e do Grupo de Estudo e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais (GSEC). Sua área de interesse inclui conversores ressonantes, circuitos de correção do fator de potência, circuitos auto-oscilantes, sistemas de controle e controle digital. Me. Menke é membro da SOBRAEP e do IEEE.

**Álvysson Raniere Seidel**, nascido em 01/08/1975 em São Pedro do Sul-RS é engenheiro eletricista (1999), doutor em Engenharia Elétrica (2004) pela Universidade Federal de Santa Maria. Ele foi, de 2004 a 2008, professor do curso de Engenharia Elétrica na Universidade de Passo Fundo. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Maria no Colégio Técnico Industrial de Santa Maria e na Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Atua como integrante do Grupo de Pesquisa GEDRE – Inteligência em Iluminação, e do Grupo de Estudo e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais (GSEC). Suas áreas de interesse são: conversores ressonantes, circuitos eletrônicos auto-oscilantes e sistemas eletrônicos aplicados à iluminação. Dr. Seidel é membro da SOBRAEP e do IEEE.