

MODELO RESISTIVO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES ALIMENTADAS POR INVERSOR SRPL, COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE POR VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO

Fabio T. Wakabayashi¹ Fausto D. Dantas² João Onofre P. Pinto³ Carlos A. Canesin⁴

^{1,4} UNESP – Campus de Ilha Solteira
Av. Brasil centro, 56, Cx. Postal 31, CEP 15385-000, Ilha Solteira – SP, Brasil
e-mail¹: toshiaki@dee.feis.unesp.br
e-mail⁴: canesin@dee.feis.unesp.br

² UNIDERP
Rua Ceará, 333, Cx. Postal 2153, CEP 79003-010, Campo Grande – MS, Brasil
e-mail²: fddantas@mail.uniderp.br

³ UFMS – Campus de Campo Grande
Cidade Universitária, Cx. Postal 549, CEP 79070-900, Campo Grande – MS, Brasil
e-mail³: jpinto@nin.ufms.br

Resumo – Este artigo apresenta uma nova metodologia para a determinação de modelos baseados em resistências equivalentes para lâmpadas fluorescentes de cátodo quente, alimentadas com o clássico inversor Half-Bridge com filtro Série-Ressonante com Carga em Paralelo (SRPL, do inglês, *Series-Resonant Parallel-Loaded*). A técnica de controle de luminosidade considerada nas análises é baseada na variação da frequência de operação do inversor. A principal contribuição da metodologia proposta é a inclusão dos filamentos dos eletrodos no modelo, considerando-se os efeitos da variação da frequência de operação sobre o conjunto lâmpada + filtro SRPL. Informa-se que o modelo proposto não é válido para caracterizar a lâmpada de forma isolada, mas sim o conjunto desta com o filtro SRPL. Resultados experimentais mostrados neste artigo, obtidos com uma lâmpada fluorescente F32T8, indicam que a precisão do modelo é bastante satisfatória.

Palavras-Chave – Modelo de Lâmpada Fluorescente, Elevada Frequência de Operação, Controle de Luminosidade.

RESISTIVE MODEL FOR FLUORESCENT LAMPS SUPPLIED BY SRPL INVERTER, WITH DIMMING CONTROL BASED ON SWITCHING FREQUENCY VARIATION

Abstract – This paper presents a new methodology for the determination of models based on equivalent resistances for hot-cathode fluorescent lamps, supplied by the classical Series-Resonant Parallel-Loaded (SRPL) Half-Bridge inverter. The variation of the inverter's switching frequency is the dimming technique considered

in the analyses. The main contribution of the proposed methodology is the inclusion of the electrodes' filaments into the model, considering the effects of the variation in the switching frequency on the set lamp + SRPL filter. It is informed that the proposed model is not valid to represent the lamp itself, but the set of lamp + SRPL filter. Experimental results shown in this paper, obtained with a F32T8 lamp, indicate that the accuracy of the model is very satisfactory.

Keywords – Fluorescent Lamp Model, High Operating Frequency, Dimming Control.

I. INTRODUÇÃO

A análise da compatibilidade entre lâmpadas e reatores é muito importante para a especificação de um reator eletrônico, tendo em vista a maximização da eficácia do sistema e a minimização de problemas relacionados com falhas na ignição, escurecimento nas extremidades das lâmpadas fluorescentes e redução de sua vida útil [1 e 2].

Em relação a este assunto, alguns trabalhos têm sido desenvolvidos com o objetivo de determinar como reatores eletrônicos com controle de luminosidade podem reduzir a vida útil das lâmpadas fluorescentes [3 e 4].

A temperatura de operação dos eletrodos é um dos parâmetros utilizados para avaliar a possibilidade de diminuição da vida útil das lâmpadas fluorescentes. Entretanto, uma vez que a medição desta temperatura é relativamente difícil de ser realizada, a análise da tensão sobre os eletrodos pode ser empregada em avaliações indiretas [1]. Desta forma, de acordo com [1 e 2], a tensão sobre os eletrodos é um parâmetro que deve ser analisado no decorrer de um processo de avaliação de compatibilidade entre lâmpadas e reatores.

Por conta disto, para projetistas de reatores eletrônicos, a determinação experimental da resistência equivalente dos eletrodos durante a operação normal (após a ignição) poderia ser útil, pois permitiria uma apurada avaliação de suas condições de operação. Além disso, o desenvolvimento de

Artigo submetido em 31/01/2006. Primeira revisão em 17/03/2006.
Segunda revisão em 18/05/2006. Aceito por recomendação do Editor
Richard Magdalena Stephan.

um modelo de lâmpada fluorescente que incorpore corretamente os seus eletrodos certamente seria de grande utilidade, pois permitiria o estabelecimento de procedimentos adequados para o projeto de reatores eletrônicos, com vistas para a análise teórica da compatibilidade entre reatores e lâmpadas.

De acordo com este contexto, este artigo apresenta uma nova metodologia para a determinação do modelo resistivo de lâmpadas fluorescentes [5 e 6], alimentadas pelo clássico inversor Half-Bridge com filtro Série-Ressonante com Carga em Paralelo (SRPL, do inglês, *Series-Resonant Parallel-Loaded*) e com controle de luminosidade imposto pela variação da frequência de comutação dos interruptores. Destaca-se que o modelo proposto não é válido para caracterizar a lâmpada de forma isolada, mas sim o conjunto desta com o filtro SRPL.

Modelos determinados a partir desta metodologia poderão fornecer mais detalhes sobre a compatibilidade entre lâmpadas fluorescentes e reatores eletrônicos com estágio inversor Half-Bridge SRPL, durante as etapas iniciais de projeto (análise teórica e simulação digital).

Os autores enfatizam que o foco deste artigo concentra-se sobre a apresentação da metodologia para a determinação das resistências equivalentes, considerando os efeitos da imposição de controle de luminosidade. Assim sendo, as medições apresentadas neste artigo foram realizadas com uma temperatura ambiente em torno de 25°C, minimizando-se os efeitos oriundos deste parâmetro.

Em termos gerais, este artigo possui outros quatro tópicos além desta introdução.

No tópico II é apresentada a configuração do modelo resistivo da lâmpada fluorescente.

No tópico III desenvolve-se um procedimento de medição empregado para a obtenção dos valores das resistências equivalentes dos eletrodos.

No tópico IV é realizada a determinação das novas expressões matemáticas usadas para a representação das resistências equivalentes.

Finalmente, no tópico V são apresentadas as conclusões relacionadas aos resultados obtidos neste trabalho.

II. MODELO RESISTIVO DA LÂMPADA FLUORESCENTE

Para entender a forma de determinação dos valores das resistências equivalentes durante a operação com controle de luminosidade, é necessário analisar o modelo resistivo da lâmpada fluorescente.

Uma vez que a aplicação explorada neste artigo é limitada a elevadas frequências de operação, superiores a 20kHz, a coluna de gás da lâmpada fluorescente pode ser representada por uma resistência variável, dependente da corrente imposta ou da potência processada no arco elétrico [7-11]. Informa-se que a determinação do valor desta resistência é realizada a partir de um procedimento bastante explorado na literatura, que foi devidamente validado em trabalhos anteriores [9-11].

Os eletrodos da lâmpada fluorescente também podem ser representados por resistências [7]. A Figura 1 mostra como as resistências dos eletrodos são usualmente incorporadas ao modelo da lâmpada fluorescente.

De acordo com [7], R_{Ls} e R_{Cp} assumem valores diferentes

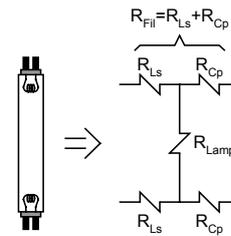


Fig. 1. Modelo da lâmpada fluorescente, baseado em resistências equivalentes.

dependendo do modelo adotado (modelo de potência ou modelo de tensão). Informa-se que o modelo de tensão tem sido empregado em vários trabalhos difundidos na literatura, como em [7 e 8], por exemplo. Neste modelo admite-se que:

$$R_{Ls} = R_{Cp} = \frac{R_{Fil}}{2} \quad (1)$$

Entretanto, resultados experimentais têm indicado que a expressão representada por (1) não pode ser considerada apropriada para o desenvolvimento de análises teóricas precisas, especialmente quando se considera a operação com controle de luminosidade. No decorrer do próximo tópico, serão apresentados resultados que comprovam que o modelo baseado em (1) é inconsistente.

Porém, antes de se propor uma nova expressão matemática para descrever o comportamento das resistências equivalentes dos eletrodos, é preciso estabelecer uma forma adequada de determinação dos valores experimentais destas resistências. Apesar da existência de trabalhos que utilizam o modelo de lâmpada apresentado na Figura 1, praticamente não há referência a respeito da metodologia e da instrumentação necessárias para a realização da medição ou da determinação dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} durante a operação normal da lâmpada (após a ignição) com imposição de controle de luminosidade. Por isso, no tópico seguinte é apresentado um procedimento para a obtenção destes valores, de forma precisa e relativamente simples.

III. DETERMINAÇÃO DAS RESISTÊNCIAS EQUIVALENTES DOS ELETRODOS

A análise teórica necessária para a apresentação do procedimento de determinação dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} será desenvolvida considerando o emprego do clássico estágio inversor Half-Bridge Série-Ressonante com Carga em Paralelo [12-14]. Será ainda admitido que a técnica de controle de luminosidade é baseada unicamente na variação da frequência de comutação do estágio inversor [15 e 16].

O modelo resistivo da lâmpada fluorescente e a Aproximação Fundamental [14] serão empregados com o objetivo de simplificar a análise do circuito. A Figura 2 ilustra o diagrama esquemático simplificado do reator eletrônico e também o circuito equivalente obtido após a consideração das condições simplificadoras.

Em um circuito real, os parâmetros $i_{Ls}(t)$, $i_{Cp}(t)$, $i_{Lamp}(t)$ e $v_{Fil}(t)$ podem ser medidos, ou seja, suas formas de onda podem ser obtidas com um osciloscópio digital. É importante notar que os pontos M e N , representados na Figura 2.b, não são acessíveis. Isto impede a execução de medições diretas de $v_{AM}(t)$ e $v_{MB}(t)$. Como consequência deste fato, não é possível calcular os valores de R_{Ls} e R_{Cp} através do emprego

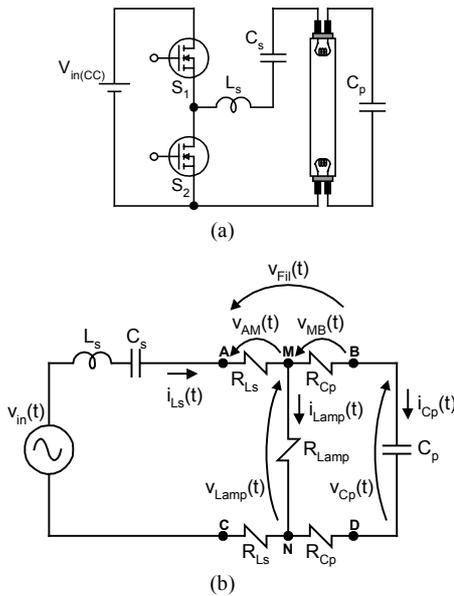


Fig. 2. (a) Diagrama esquemático simplificado do reator eletrônico; e (b) circuito equivalente analisado.

direto da Lei de Ohm ($R_{Ls} = v_{AM}/i_{Ls}$ e $R_{Cp} = v_{MB}/i_{Cp}$). Apesar disto, de acordo com o circuito equivalente representado pela Figura 2.b, é possível escrever as seguintes equações:

$$v_{Fil}(t) = v_{AM}(t) + v_{MB}(t) \quad (2)$$

$$v_{AM}(t) = R_{Ls} \cdot i_{Ls}(t) \quad (3)$$

$$v_{MB}(t) = R_{Cp} \cdot i_{Cp}(t) \quad (4)$$

Assim, substituindo-se (3) e (4) em (2), obtém-se:

$$v_{Fil}(t) = R_{Ls} \cdot i_{Ls}(t) + R_{Cp} \cdot i_{Cp}(t) \quad (5)$$

Tendo em vista que os parâmetros $i_{Ls}(t)$, $i_{Cp}(t)$ e $v_{Fil}(t)$ podem ser facilmente obtidos com um osciloscópio digital, então a expressão (5) apresenta duas incógnitas (R_{Ls} e R_{Cp}) para cada ponto de aquisição (cada diferente valor de t). Assim, considerando uma aquisição digital de n pontos (n valores discretos de t), é possível obter um sistema linear de n equações a partir da expressão (5), com apenas duas incógnitas (R_{Ls} e R_{Cp}). Assim, a solução deste sistema linear fornece os valores de R_{Ls} e R_{Cp} .

Enfatiza-se que as medições (aquisições) de $i_{Ls}(t)$, $i_{Cp}(t)$ e $v_{Fil}(t)$ são realizadas durante a operação estável da lâmpada fluorescente (após a ignição), diferindo da metodologia apresentada em [17], a qual é destinada à avaliação dos eletrodos durante o processo de pré-aquecimento e ignição.

Adicionalmente, caso um controle de luminosidade seja imposto à lâmpada, a aquisição das formas de onda de $i_{Ls}(t)$, $i_{Cp}(t)$ e $v_{Fil}(t)$ pode ser adequadamente realizada em pontos de operação distintos (ou seja, em diferentes valores de potência processada no arco), sem nenhum tipo de restrição significativa. Portanto, é possível obter uma estimativa precisa dos efeitos do controle de luminosidade sobre os valores de R_{Ls} e R_{Cp} .

Entretanto, apesar da aparente simplicidade para a determinação dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} , é necessário observar que a solução do sistema de n equações irá requerer uma metodologia adequada, pois os valores de $i_{Ls}(t)$, $i_{Cp}(t)$ e $v_{Fil}(t)$ são obtidos a partir de um sistema de aquisição de dados (osciloscópio digital), o que implica na presença inerente de ruído aleatório nas medições. Sem uma metodologia

adequada de solução, o sistema linear com n equações será considerado como sendo inconsistente.

Este é um típico problema envolvendo medições laboratoriais com ruídos. Para cada ponto de aquisição (ou seja, para cada valor de t), o conteúdo de ruído presente nas grandezas será diferente. Apesar disto, fisicamente, o sistema linear permanece inalterado, o que significa que a dependência linear entre as equações precisa ser mantida.

Dentro deste contexto, desconsiderando-se a presença de ruído aleatório, o número de equações que excede ao número de incógnitas deve ser uma combinação linear de equações. Assim, a solução deste sistema deve ser única e igual à solução de um sistema linear com posto completo (matriz quadrada inversível). Contudo, a presença do ruído aleatório não permite alcançar este tipo de solução. Na verdade, se não for utilizada uma metodologia adequada, para cada subconjunto de duas equações diferentes, será encontrado um diferente par de valores de R_{Ls} e R_{Cp} . Desta forma, a alternativa é “minimizar os efeitos do ruído”. Para tanto, é possível recorrer à técnica de Aproximação por Mínimos Quadrados [18].

Com o objetivo de validar o procedimento apresentado para a determinação dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} , um protótipo laboratorial foi implementado de acordo com o diagrama esquemático apresentado na Figura 3. Os pulsos de comando dos MOSFETs são obtidos através de um circuito integrado denominado IR2155, da International Rectifier, sendo que a frequência de comutação é ajustada através de um “trimpot”. A lâmpada fluorescente utilizada é uma F32T8/BF, de 32 watts, da General Electric – GE. Os elementos do filtro série-ressonante com carga em paralelo, mostrado na Figura 3, possuem as seguintes especificações:

$$L_s = 1,45\text{mH}, C_s = 180\text{nF} \text{ e } C_p = 5,6\text{nF}.$$

Os resultados experimentais foram obtidos para uma temperatura ambiente em torno de 25°C, permitindo a investigação dos efeitos do controle de luminosidade sobre as resistências equivalentes do modelo da lâmpada, sem grandes influências da temperatura ambiente. Informa-se que um sistema de refrigeração foi empregado, para garantir que a máxima variação de temperatura fosse de $\pm 2^\circ\text{C}$. Além disso, informa-se também que a temperatura ambiente foi monitorada nos instantes em que os dados eram coletados, sendo que a máxima variação verificada foi de $-0,6^\circ\text{C}$, em relação aos 25°C adotados como referência.

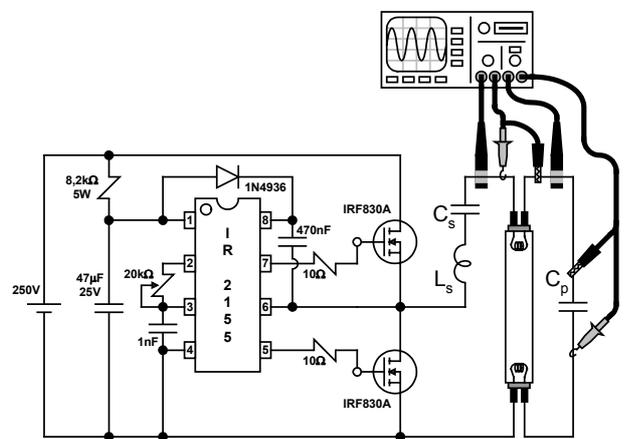


Fig. 3. Arranjo experimental utilizado para as medições.

Para a obtenção dos dados experimentais (aquisição das formas de onda), foram empregados um osciloscópio digital (Tektronix – TDS420A), duas pontas de prova de tensão (Tektronix – P6138A) e duas pontas de prova de corrente (Tektronix – TM502A/A6302). Além disso, cada conjunto de formas de onda ($i_{Ls}(t)$, $i_{Cp}(t)$, $v_{Fil}(t)$ e $-v_{Cp}(t)$) foi obtido com um único sinal de “trigger”. Destaca-se que a forma de onda relativa a $-v_{Cp}(t)$ não é necessária para a determinação dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} , mas será importante para o desenvolvimento do modelo da lâmpada fluorescente, a ser apresentado no tópico seguinte.

Cada conjunto de dados foi obtido para um diferente valor de potência processada no arco (P_{Lamp}), permitindo a avaliação da influência do controle de luminosidade sobre as resistências equivalentes do modelo. A Figura 4 apresenta as formas de onda obtidas com o osciloscópio digital. Destaca-se que, após o ajuste de um dado ponto de operação, a coleta do conjunto de dados só foi realizada após um intervalo de tempo de cerca de 30 minutos. Este intervalo de tempo foi estabelecido para permitir a estabilização da temperatura da lâmpada (bulbo e filamentos) e também da temperatura ambiente. Desta forma, foi possível minimizar os efeitos de oscilações transitórias de temperatura, oriundas da mudança do ponto de operação da lâmpada.

Com base na Figura 4, é interessante notar que, durante o procedimento de redução da luminosidade, as correntes nos filamentos são reforçadas pela corrente que circula através do capacitor C_p , apesar da redução do valor da corrente de descarga através da coluna de gás da lâmpada. Este mecanismo é característico do clássico inversor Half-Bridge SRPL com controle de luminosidade imposto pela variação da frequência de comutação dos interruptores. Nesta estrutura, a redução da corrente de descarga não implica necessariamente na redução da temperatura dos filamentos, uma vez que ocorre uma “compensação” promovida pelo aumento da corrente em C_p .

Neste ponto, é importante destacar o fato de que outros circuitos inversores e/ou outras técnicas de controle de luminosidade irão obviamente fornecer resultados diferentes daqueles apresentados na Figura 4. Portanto, a priori, o modelo proposto não é válido para caracterizar a lâmpada de forma isolada, mas sim o conjunto desta com o clássico inversor Half-Bridge SRPL com controle de luminosidade imposto pela variação da frequência de comutação dos interruptores.

A partir dos dados mostrados na Figura 4 e da Aproximação por Mínimos Quadrados, é possível obter os valores de R_{Ls} e R_{Cp} para cada um dos pontos de operação. Os resultados são apresentados na Tabela I. Com base em uma análise destes resultados, é possível notar que os valores de R_{Ls} e R_{Cp} não são idênticos, o que caracteriza uma contradição em relação ao modelo representado pela expressão (1).

Para permitir a verificação da consistência dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} apresentados na Tabela I, a Figura 5 mostra uma comparação gráfica entre as formas de onda de:

- $v_{Fil}(t)$ obtido com o osciloscópio (original),
- $v_{Fil}(t)$ reconstruído a partir da equação (5), das formas de onda armazenadas para $i_{Ls}(t)$ e $i_{Cp}(t)$, e dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} apresentados na Tabela I, e
- $v_{Fil}(t)$ reconstruído a partir da equação (5), das formas de onda armazenadas para $i_{Ls}(t)$ e $i_{Cp}(t)$, e $R_{Ls}=R_{Cp}=R_{Fil}/2$ (modelo representado pela equação (1), sendo R_{Fil} definido de acordo com os valores apresentados na Tabela I).

Também na Figura 5, ao lado das formas de onda reconstruídas, são apresentadas formas de onda do erro instantâneo de cada uma das reconstruções, considerando os valores de resistências equivalentes mostrados nos próprios gráficos. Estes valores de erros instantâneos são obtidos subtraindo-se a forma de onda reconstruída da forma de onda original.

De acordo com a Figura 5, é possível observar que os valores de R_{Ls} e R_{Cp} apresentados na Tabela I são muito mais precisos que os valores baseados no modelo representado pela equação (1), pois permitem uma melhor reconstrução da forma de onda da tensão sobre o eletrodo, especialmente para as situações em que $P_{Lamp} \geq 20W$.

TABELA I

Valores de R_{Ls} e R_{Cp} , considerando um filtro com $L_s = 1,45mH$, $C_s = 180nF$ e $C_p = 5,6nF$ e diferentes valores de P_{Lamp}

| P_{Lamp} [W] | R_{Ls} [Ω] | R_{Cp} [Ω] | R_{Fil} [Ω] | R_{Ls}/R_{Fil} | R_{Cp}/R_{Fil} |
|-------------------|--------------------------|--------------------------|---------------------------|------------------|------------------|
| 10 | 3,3 | 10,4 | 13,7 | 0,241 | 0,759 |
| 15 | 3,1 | 10,25 | 13,35 | 0,232 | 0,768 |
| 20 | 2,9 | 9,8 | 12,7 | 0,228 | 0,772 |
| 25 | 2,1 | 9,5 | 11,6 | 0,181 | 0,819 |
| 32 | 2,0 | 8,0 | 10,0 | 0,200 | 0,800 |

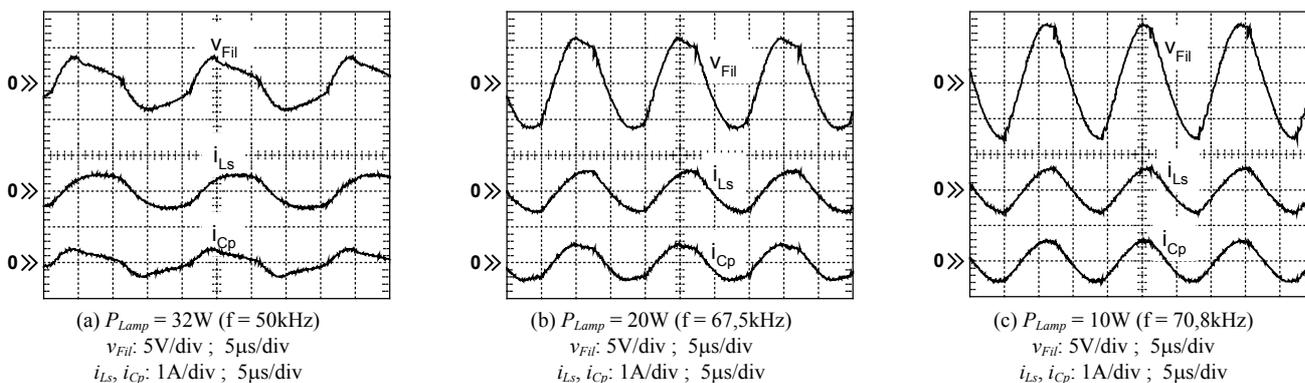


Fig. 4. Conjuntos de dados experimentais utilizados para o cálculo dos valores de R_{Ls} e R_{Cp} .

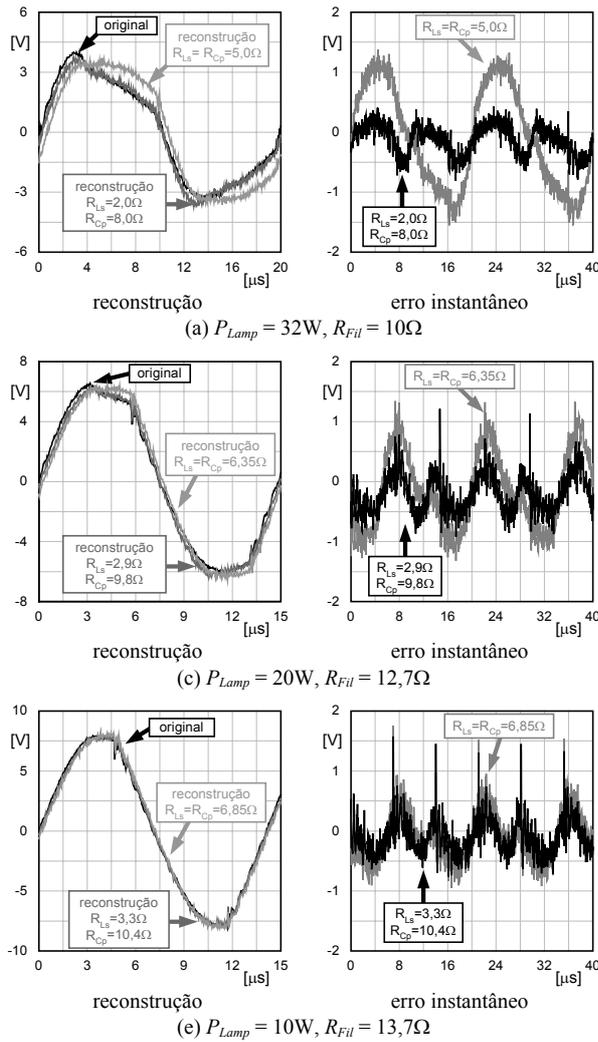


Fig. 5. Formas de onda da tensão sobre um dos eletrodos e erros instantâneos das reconstruções, para diferentes pontos de operação impostos pelo controle de luminosidade.

Com base nas comparações da Figura 5 e nos dados da Tabela I, pode-se concluir que os valores de R_{Ls} e R_{Cp} variam em função da potência processada no arco e não se enquadram no modelo representado pela equação (1).

Portanto, é necessário propor novas expressões matemáticas para descrever os valores das resistências dos eletrodos, considerando-se o circuito representado na Figura 2.a e o controle de luminosidade imposto através da variação da frequência de comutação do inversor.

O procedimento para a determinação destas expressões é discutido e apresentado no tópico seguinte.

IV. DETERMINAÇÃO DO MODELO RESISTIVO DA LÂMPADA FLUORESCENTE

Analisando-se o circuito equivalente apresentado na Figura 2.b, é possível estabelecer algumas considerações adicionais.

Em primeiro lugar, apesar da coluna de gás ser representada por uma resistência equivalente, é fato que as formas de onda de $v_{Lamp}(t)$ e $i_{Lamp}(t)$ apresentam uma pequena não-linearidade [19 e 20]. Assim sendo, recomenda-se que a determinação dos valores da resistência equivalente da

coluna de gás seja realizada a partir dos valores eficazes das grandezas $v_{Lamp}(t)$ e $i_{Lamp}(t)$ [9-11].

Outra consideração importante é a de que, para obtenção da forma de onda de $v_{Lamp}(t)$, é necessário armazenar a forma de onda de $v_{Cp}(t)$. Isto ocorre porque $v_{Lamp}(t)$ não pode ser obtido de forma direta, uma vez que os pontos M e N da Figura 2.b não podem ser acessados para a conexão da ponteira de tensão do osciloscópio. Assim, $v_{Lamp}(t)$ deve ser obtido através da seguinte expressão:

$$v_{Lamp}(t) = v_{Cp}(t) + 2.R_{Cp}.i_{Cp}(t) \quad (6)$$

Em relação a $i_{Lamp}(t)$, sua forma de onda pode ser diretamente derivada das formas de onda de $i_{Ls}(t)$ e $i_{Cp}(t)$, de acordo com (7).

$$i_{Lamp}(t) = i_{Ls}(t) - i_{Cp}(t) \quad (7)$$

Os valores eficazes de $v_{Lamp}(t)$ e de $i_{Lamp}(t)$ podem ser calculados por programas computacionais específicos, tais como o WaveStar, da Tektronix. Portanto, o valor de R_{Lamp} é determinado com base em (8).

$$R_{Lamp} = \frac{v_{Lamp}(ef)}{i_{Lamp}(ef)} \quad (8)$$

Adicionalmente, os valores eficazes das potências processadas nas resistências equivalentes podem ser calculados com as seguintes equações:

$$P_{Lamp} = v_{Lamp}(ef) \cdot i_{Lamp}(ef) \quad (9)$$

$$P_{RLs} = R_{Ls} \cdot i_{Ls}(ef)^2 \quad (10)$$

$$P_{RCp} = R_{Cp} \cdot i_{Cp}(ef)^2 \quad (11)$$

$$P_{Fil} = P_{RLs} + P_{RCp} \quad (12)$$

Os valores de $i_{Ls}(ef)$ e $i_{Cp}(ef)$ também podem ser facilmente determinados com o uso do WaveStar, da Tektronix.

Após a admissão das considerações anteriores, é possível dar início aos processos de obtenção de dados experimentais e de análise teórica para proposição de novas equações capazes de descrever adequadamente a variação das resistências equivalentes dos eletrodos.

Quatro diferentes filtros do tipo série-ressonante com carga em paralelo foram implementados para a obtenção dos conjuntos de dados necessários (formas de onda de $i_{Ls}(t)$, $i_{Cp}(t)$, $v_{Fil}(t)$ e $v_{Cp}(t)$). Para cada filtro, a aquisição de dados foi realizada em cinco diferentes valores de potência processada no arco (P_{Lamp}). A Tabela II resume os valores dos elementos ressonantes (L_s , C_s e C_p) usados nos filtros.

Uma vez mais, os resultados experimentais foram obtidos para uma temperatura ambiente em torno de 25°C, com o objetivo de permitir a investigação apenas dos efeitos do controle de luminosidade sobre as resistências equivalentes do modelo da lâmpada.

Todo o arranjo experimental representado na Figura 3 foi reaproveitado para a obtenção dos dados necessários.

TABELA II
Parâmetros ressonantes empregados em cada filtro

| Filtro | L_s [mH] | C_s [nF] | C_p [nF] |
|--------|---------------|---------------|---------------|
| 1 | 1,45 | 180 | 4,7 |
| 2 | 1,45 | 180 | 5,6 |
| 3 | 1,45 | 180 | 6,8 |
| 4 | 1,45 | 180 | 8,2 |

Assumindo que o modelo da lâmpada será empregado para o projeto de reatores eletrônicos baseados no circuito apresentado na Figura 2.a, sem circuito adicional para aquecimento complementar dos eletrodos, então os autores decidiram não prover energia externa para os eletrodos, tendo o objetivo de tornar o modelo fiel às condições reais de operação do conjunto lâmpada + filtro SRPL.

A Figura 6 mostra os resultados experimentais das variações de frequência de comutação empregadas no controle de luminosidade. É importante notar que cada diferente filtro requer uma diferente curva de variação da frequência de comutação.

A partir do procedimento descrito anteriormente, os valores de R_{Ls} e R_{Cp} são determinados para cada um dos diferentes pontos de operação. Além disso, os valores eficazes de $i_{Ls}(t)$ e $i_{Cp}(t)$ também são determinados para cada ponto de operação, resultando nos valores apresentados na Tabela III.

É importante destacar que um modelo deve ser capaz de reproduzir os efeitos do controle de luminosidade sem apresentar dependência direta dos valores de L_s , C_s ou C_p . Esta é uma característica considerada desejável para o modelo, pois a investigação de sua dependência em relação a parâmetros do filtro exigiria o desenvolvimento de análises

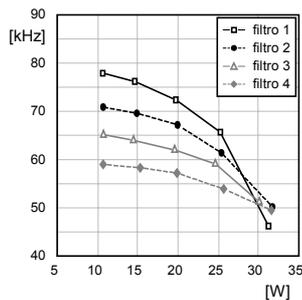


Fig. 6. Gráfico da frequência de comutação versus potência processada no arco.

TABELA III
Resistências equivalentes dos filamentos e valores eficazes das correntes processadas em cada ramo, considerando diferentes filtros e diferentes valores de P_{Lamp}

| Filtro | P_{Lamp} [W] | R_{Ls} [Ω] | R_{Cp} [Ω] | R_{Fil} [Ω] | $i_{Ls(ef)}$ [A] | $i_{Cp(ef)}$ [A] |
|--------|----------------|-----------------------|-----------------------|------------------------|------------------|------------------|
| 1 | 10 | 3,0 | 9,8 | 12,8 | 0,377 | 0,359 |
| | 15 | 2,9 | 9,65 | 12,55 | 0,369 | 0,346 |
| | 20 | 2,5 | 9,3 | 11,8 | 0,358 | 0,319 |
| | 25 | 2,0 | 8,8 | 10,8 | 0,339 | 0,273 |
| | 32 | 1,9 | 7,4 | 9,3 | 0,304 | 0,181 |
| 2 | 10 | 3,3 | 10,4 | 13,7 | 0,418 | 0,400 |
| | 15 | 3,1 | 10,25 | 13,35 | 0,405 | 0,378 |
| | 20 | 2,9 | 9,8 | 12,7 | 0,390 | 0,350 |
| | 25 | 2,1 | 9,5 | 11,6 | 0,374 | 0,309 |
| | 32 | 2,0 | 8,0 | 10,0 | 0,350 | 0,238 |
| 3 | 10 | 3,7 | 11,4 | 15,1 | 0,455 | 0,437 |
| | 15 | 3,3 | 10,8 | 14,1 | 0,447 | 0,424 |
| | 20 | 3,1 | 10,1 | 13,2 | 0,431 | 0,392 |
| | 25 | 2,3 | 9,9 | 12,2 | 0,410 | 0,353 |
| | 32 | 2,1 | 8,8 | 10,9 | 0,386 | 0,291 |
| 4 | 10 | 4,1 | 12,1 | 16,2 | 0,499 | 0,476 |
| | 15 | 4,0 | 11,4 | 15,4 | 0,484 | 0,454 |
| | 20 | 3,4 | 10,8 | 14,2 | 0,468 | 0,426 |
| | 25 | 2,5 | 10,2 | 12,7 | 0,456 | 0,389 |
| | 32 | 2,25 | 9,6 | 11,85 | 0,436 | 0,338 |

exaustivas. Além disso, um modelo paramétrico também implicaria no uso de diversos ábacos para a determinação das resistências equivalentes. Desta forma, a primeira tentativa de se obter equações simples para representar as resistências equivalentes dos eletrodos é desenvolvida através de análises da relação entre os valores das resistências e os valores eficazes das correntes processadas em cada ramo.

A Figura 7 mostra os gráficos de R_{Ls} versus $i_{Ls(ef)}$ e R_{Cp} versus $i_{Cp(ef)}$. De acordo com esta figura, é possível notar que R_{Cp} pode ser satisfatoriamente descrita por uma simples função linear, dependente de $i_{Cp(ef)}$. Em outras palavras, quando dois filtros diferentes fornecem um mesmo valor de $i_{Cp(ef)}$, o valor de R_{Cp} também pode ser considerado único, não importando os valores de L_s , C_s ou C_p de cada filtro.

Entretanto, ainda com base na Figura 7, é possível verificar que os valores de R_{Ls} não dependem exclusivamente dos valores de $i_{Ls(ef)}$. Neste caso, quando dois filtros diferentes fornecem os mesmos valores de $i_{Ls(ef)}$, R_{Ls} assume valores diferentes, dependendo do filtro em questão. Este fato demonstra a dependência paramétrica que R_{Ls} possui em relação ao filtro.

Na tentativa de encontrar uma representação de R_{Ls} que não possua a dependência paramétrica verificada na Figura 7.a, optou-se por construir os gráficos de R_{Ls} versus R_{Cp} e de $i_{Ls(ef)}$ versus $i_{Cp(ef)}$, com o objetivo de investigar as relações existentes entre os ramos do circuito que abrigam as resistências equivalentes. A Figura 8 mostra estes gráficos, onde é possível verificar que a dependência paramétrica ainda é evidente, ou seja, um único valor do eixo x pode estar associado a dois valores bastante diferentes no eixo y, dependendo do filtro considerado para análise.

Analisando-se a Figura 8 e tendo-se em mente as equações (10) e (11), que definem as potências processadas em cada

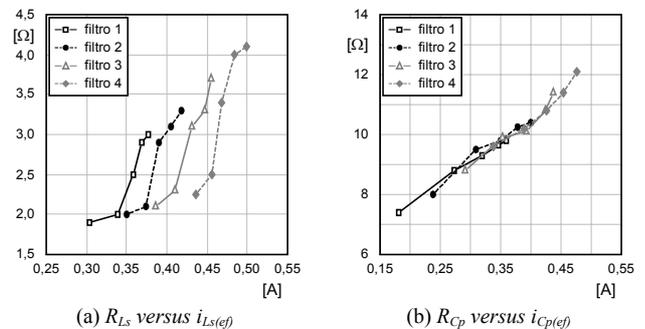


Fig. 7. Gráficos das resistências equivalentes de cada ramo do modelo do filamento versus valores eficazes de correntes processadas nos ramos correspondentes.

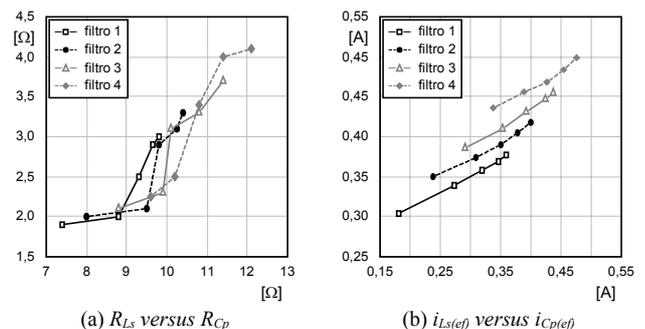


Fig. 8. Relação entre os parâmetros dos dois ramos que compõem o modelo do filamento.

ramo, é possível considerar a possibilidade de redução da dependência paramétrica em um gráfico de P_{RLS} versus P_{RCp} .

A Figura 9 mostra o gráfico de P_{RLS} versus P_{RCp} obtido a partir dos valores apresentados na Tabela III e das equações (10) e (11). Com base nesta figura, nota-se que a característica do conjunto de curvas pode ser aproximada por uma única reta. Isto significa que os valores de P_{RLS} podem ser descritos a partir dos valores de P_{RCp} , sem a necessidade de considerar o filtro nesta análise.

De acordo com os resultados apresentados nas Figuras 7.b e 9, os valores de R_{Ls} e R_{Cp} poderão ser estimados usando apenas os valores eficazes das correntes processadas em cada um dos ramos do circuito, como será mostrado a seguir.

A partir dos dados apresentados na Figura 7.b, a expressão (13) pode ser determinada com o emprego de programas computacionais destinados à realização de regressões lineares, tais como a versão de demonstração do Origin, da OriginLab Corporation.

$$R_{Cp} = r_0 + r_1 \cdot i_{Cp(ef)} \quad (13)$$

sendo: $r_0 = 4,52252$ [Ω] e $r_1 = 15,07774$ [Ω/A]

Nos dados apresentados na Figura 9, a realização da regressão linear fornece a expressão (14).

$$P_{RLS} = p_0 + p_1 \cdot P_{RCp} \quad (14)$$

sendo: $p_0 = 0,01690$ [W] e $p_1 = 0,35265$ [adimensional]

A figura 10 mostra as curvas obtidas com as expressões (13) e (14), em comparação com os dados experimentais, confirmando as aproximações satisfatórias obtidas com as regressões lineares.

Da expressão (14) e com o auxílio das expressões (10), (11) e (13), é possível escrever:

$$R_{Ls} \cdot i_{Ls(ef)}^2 = p_0 + p_1 \cdot (r_0 + r_1 \cdot i_{Cp(ef)}) \cdot i_{Cp(ef)}^2 \quad (15)$$

Desta forma, o valor de R_{Ls} pode ser determinado com base na expressão (16).

$$R_{Ls} = \frac{p_0 + p_1 \cdot r_0 \cdot i_{Cp(ef)}^2 + p_1 \cdot r_1 \cdot i_{Cp(ef)}^3}{i_{Ls(ef)}^2} \quad (16)$$

Finalmente, a resistência equivalente total do eletrodo pode ser calculada com a expressão (17).

$$R_{Fil} = R_{Ls} + R_{Cp} \quad (17)$$

Para completar o modelo, deve-se determinar o valor da resistência equivalente da coluna de gás, R_{Lamp} , durante a operação com controle de luminosidade. Como afirmado anteriormente, há diversos trabalhos que apresentam procedimentos confiáveis para a determinação de uma equação capaz de descrever R_{Lamp} [9-11].

Assumindo que projetistas de reatores eletrônicos iniciam suas análises baseando-se na potência processada no arco, sugere-se a construção de um gráfico de $v_{Lamp(ef)}$ versus P_{Lamp} , para determinar a relação entre estes parâmetros.

A forma de onda de $v_{Lamp}(t)$ é obtida com base na expressão (6), utilizando os valores de R_{Cp} fornecidos por (13) e as formas de onda armazenadas de $-v_{Cp}(t)$ e $i_{Cp}(t)$. Na sequência, um programa computacional (Wavestar) é usado para o cálculo de $v_{Lamp(ef)}$.

Para a determinação de P_{Lamp} a partir da expressão (9), é necessário calcular o valor de $i_{Lamp(ef)}$, tendo em vista que os valores de $v_{Lamp(ef)}$ já foram calculados anteriormente. Portanto, deve-se obter a forma de onda de $i_{Lamp}(t)$ usando a expressão (7) e as formas de onda armazenadas para $i_{Ls}(t)$ e $i_{Cp}(t)$. Em seguida, um programa computacional (WaveStar) é usado para o cálculo de $i_{Lamp(ef)}$.

A Figura 11.a mostra o gráfico de $v_{Lamp(ef)}$ versus P_{Lamp} , onde é possível verificar que a dependência que $v_{Lamp(ef)}$ possui em relação a P_{Lamp} pode ser aproximada por uma função linear, considerando a faixa de variação adotada para esta análise ($10W < P_{Lamp} < 32W$). Realizando uma regressão linear nos dados apresentados na Figura 11.a com a versão de demonstração do programa computacional Origin, obtém-se a expressão (18).

$$v_{Lamp(ef)} = v_0 + v_1 \cdot P_{Lamp} \quad (18)$$

sendo: $v_0 = 174,07329$ [V] e $v_1 = 1,38320$ [V/W]

A Figura 11.b mostra a comparação entre os dados experimentais e a curva reconstruída de $v_{Lamp(ef)}$ a partir da equação (18). Com base nesta figura, é possível concluir que a expressão proposta fornece uma boa aproximação.

Empregando-se as equações (8), (9) e (18), é possível definir o valor da resistência equivalente da coluna de gás, de acordo com a expressão (19).

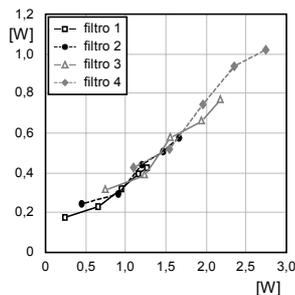


Fig. 9. Gráfico de P_{RLS} versus P_{RCp} , definidos de acordo com (10) e (11), respectivamente.

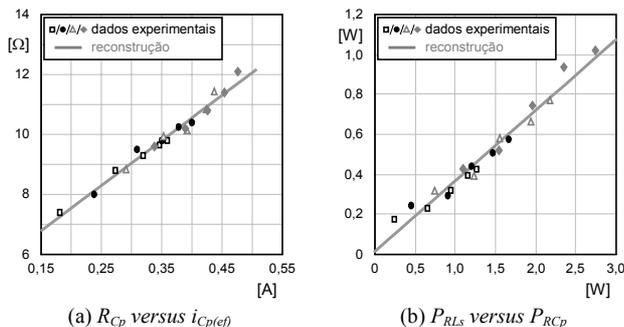


Fig. 10. Comparação entre dados experimentais e curvas reconstruídas.

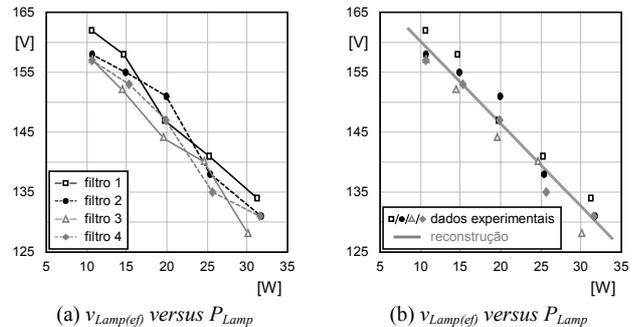


Fig. 11. (a) Gráfico de $v_{Lamp(ef)}$ versus P_{Lamp} ; e (b) comparação entre dados experimentais e a curva reconstruída de $v_{Lamp(ef)}$ em função de P_{Lamp} .

$$R_{Lamp} = \frac{(v_0 + v_1 \cdot P_{Lamp})^2}{P_{Lamp}} \quad (19)$$

Para avaliar a consistência do modelo proposto para as resistências equivalentes do eletrodo e da coluna de gás, deve-se realizar comparações entre os dados experimentais e as curvas obtidas com as expressões propostas.

Assim sendo, a Figura 12 mostra uma comparação entre os valores apresentados na Tabela III e as curvas reconstruídas das resistências equivalentes R_{Cp} , R_{Ls} e R_{Fil} , respectivamente obtidas com as expressões (13), (16) e (17).

Na Figura 12, é possível observar que os valores das curvas reconstruídas são bastante próximos dos dados experimentais, validando as expressões propostas.

De forma análoga à Figura 12, a Figura 13 ilustra a comparação entre a curva obtida com a expressão (19) e os valores experimentais de R_{Lamp} , obtidos com a expressão (8). Pode-se notar que a curva apresenta uma conformação bastante satisfatória em relação aos dados experimentais.

Em conjunto com a precisão apresentada pelo modelo da lâmpada fluorescente, é importante destacar que os coeficientes das principais equações foram determinados a

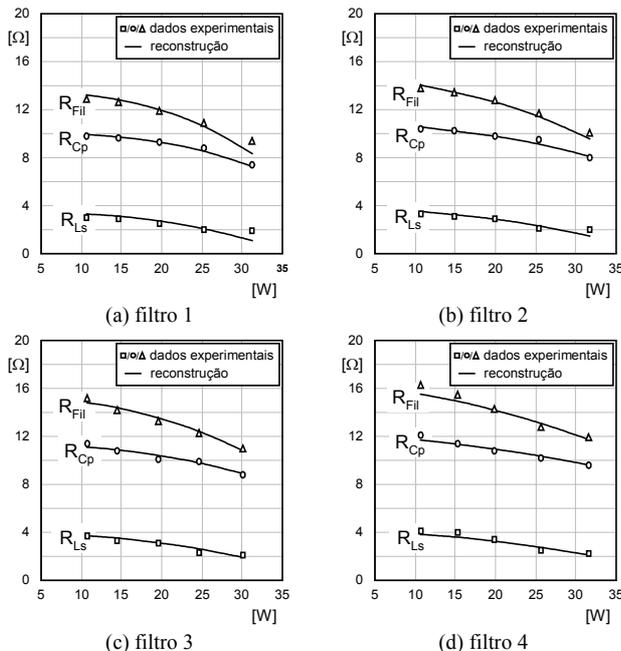


Fig. 12. Comparação entre dados experimentais e as curvas reconstruídas das resistências equivalentes dos eletrodos, em função da potência processada no arco (P_{Lamp}).

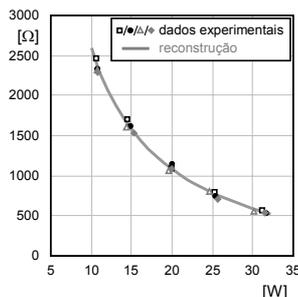


Fig. 13. Comparação entre dados experimentais e a curva reconstruída de R_{Lamp} em função de P_{Lamp} .

partir de três regressões lineares. Este fato possui grande relevância em função da simplicidade de execução das regressões, permitindo assim que um modelo de boa precisão seja obtido sem que haja elevado grau de complexidade na determinação de seus coeficientes.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo, foi apresentada uma metodologia para a determinação de expressões matemáticas capazes de representar as resistências equivalentes usadas em modelos de lâmpadas fluorescentes de cátodo quente, alimentadas com o clássico inversor Half-Bridge com filtro SRPL e com controle de luminosidade baseado na variação da frequência de operação.

As resistências dos eletrodos da lâmpada foram incluídas no modelo, sendo que a metodologia proposta permite a incorporação dos efeitos do controle de luminosidade nos valores das resistências equivalentes.

A reconstrução das formas de onda de tensão sobre os filamentos permite avaliar se os valores determinados para as resistências equivalentes são adequados para a representação dos eletrodos. Como a reconstrução é baseada em formas de onda diretamente obtidas do protótipo implementado, então é possível admitir que, se a forma de onda reconstruída a partir de $R_{Ls} \cdot i_{Ls}(t) + R_{Cp} \cdot i_{Cp}(t)$ for muito próxima da forma de onda coletada de $v_{Fil}(t)$, então os valores determinados para as resistências são adequados.

Além disso, o emprego da Aproximação por Mínimos Quadrados permite que os valores determinados para as resistências equivalentes acarretem mínimo erro entre a forma de onda reconstruída ($R_{Ls} \cdot i_{Ls}(t) + R_{Cp} \cdot i_{Cp}(t)$) e a forma de onda original ($v_{Fil}(t)$). Desta forma, os valores de R_{Ls} e R_{Cp} são devidamente validados.

As expressões matemáticas apresentadas representam uma abordagem completamente nova, pois todas as resistências do modelo da lâmpada são atualizadas de acordo com a imposição do controle de luminosidade.

A partir dos resultados apresentados neste artigo, é possível concluir que as resistências equivalentes podem ser adequadamente representadas pelas expressões propostas.

É importante destacar que as expressões são obtidas com base em três regressões lineares realizadas nos conjuntos de dados obtidos experimentalmente, denotando a simplicidade da proposta.

Outra característica importante do modelo proposto reside no fato de que as expressões matemáticas não apresentam dependência paramétrica em relação ao filtro SRPL. Na verdade, esta dependência está implícita nos valores das correntes processadas em cada ramo do modelo. Assim sendo, supondo a existência de uma análise teórica capaz de fornecer os valores das correntes, então seria possível prever os valores destas resistências durante a fase de projeto do reator eletrônico, o que permitiria a realização de uma análise teórica de compatibilidade entre o reator e a lâmpada.

Finalmente, informa-se que as análises apresentadas neste artigo foram limitadas à avaliação dos efeitos do controle de luminosidade sobre as resistências equivalentes. Desta forma, trabalhos futuros poderão ser conduzidos no sentido de se determinar os possíveis efeitos da temperatura ambiente sobre as resistências dos eletrodos.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à FAPESP, ao CNPq e à UNIDERP pelo apoio a este trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Y. Ji, R. Davis, C. O'Rourke e E. W. M. Chui, "Compatibility Testing of Fluorescent Lamp and Ballast Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp.1271-1276, November/December 1999.
- [2] "Guide to Fluorescent Lamp-Ballast Compatibility", *Technical Guide*, National Lighting Product Information Program, 1998, 4 pgs, <http://www.lrc.rpi.edu>.
- [3] "Electronic Ballasts", *Specifier Reports*, National Lighting Product Information Program, vol. 8, no. 1, 32 pgs, May 2000, <http://www.lrc.rpi.edu>.
- [4] "Reducing Barriers to Use of High Efficiency Lighting Systems – Final Report – Year 2", Lighting Research Center – Rensselaer Polytechnic Institute, 2003, 107 pgs, <http://www.lrc.rpi.edu>, January.
- [5] F. T. Wakabayashi, F. D. Dantas, J. O. P. Pinto e C. A. Canesin, "Measuring the Equivalent Resistance of Electrodes' Filaments of Tubular Fluorescent Lamps, during Dimming Operation", in *Proc. of COBEP*, pp. 350-355, 2005.
- [6] F. T. Wakabayashi, F. D. Dantas, J. O. P. Pinto e C. A. Canesin, "Fluorescent Lamp Model based on Equivalent Resistances, Considering the Effects of Dimming Operation", in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 1136-1141, 2005.
- [7] S. T. S. Lee, H. S. H. Chung e S. Y. R. Hui, "A Novel Electrode Power Profiler for Dimmable Ballasts Using DC Link Voltage and Switching Frequency Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp.847-853, May 1994.
- [8] G.-C. Hsieh e C.-H. Lin, "Harmonized Strategy for Breaking the Striations in the Fluorescent Lamp", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 2, pp. 352–366, April 2001.
- [9] C. S. Moo, Y. C. Chuang, Y. H. Huang e H. N. Chen, "Modeling of Fluorescent Lamps for Dimmable Electronic Ballasts", in *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 2231-2236, 1996.
- [10] T. F. Wu, J. C. Hung e T. H. Yu, "A PSpice Circuit Model for Low-Pressure Gaseous Discharge Lamps Operating at High-Frequency", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no 3, pp. 428-431, June, 1997.
- [11] N. Onishi, T. Shiomi, A. Okude e T. Yamauchi, "A Fluorescent Lamp Model for High Frequency Wide Range Dimming Electronic Ballast Simulation", in *Proc. of IEEE APEC*, pp. 1001-1005, 1999.
- [12] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 174-182, October, 1988.
- [13] M. K. Kazmierczuk e W. Szaraniec, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 386-395, October, 1993.
- [14] M. C. Cosby Jr. e R. M. Nelms, "A Resonant Inverter

for Electronic Ballast Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 4, pp. 418-425, August, 1994.

- [15] C. S. Moo, H. L. Cheng, H. N. Chen e H. C. Yen, "Designing a Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control", in *Proc. of IEEE APEC*, pp. 727-733, 1999.
- [16] Y. K. E. Ho, S. T. S. Lee, H. S. H. Chung e S. Y. Hui, "A Comparative Study on Dimming Control Methods for Electronic Ballasts", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 6, pp. 828-836, November, 2001.
- [17] E. Hammer e D. Haas, "Photocell Enhanced Technique for Measuring Starting Electrode Temperatures of Fluorescent Lamps", in *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 2313-2333, 1997.
- [18] G. Strang, *Linear Algebra and Its Applications*, Saunders-HBJ, 3rd edition, 1988.
- [19] U. Mader e P. Horn, "A Dynamic Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps", in *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1928-1934, 1992.
- [20] M. Sun e B. L. Hesterman, "PSpice High-Frequency Dynamic Fluorescent Lamp Model", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 2, pp. 261-272, March, 1998.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fabio Toshiaki Wakabayashi, nascido em Jales (SP) em 1974, é engenheiro eletricitista (1996), mestre (1998) e doutor (2003) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual Paulista – UNESP-FEIS, em Ilha Solteira (SP). Atualmente, trabalha como pesquisador associado ao Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP), na UNESP-FEIS, e é coordenador de uma pesquisa relacionada com reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes de cátodo quente, com financiamento da FAPESP sob a modalidade de Apoio a Jovens Pesquisadores em Centros Emergentes. Suas áreas de interesse incluem reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, controle de luminosidade, técnicas de correção do fator de potência, técnicas de comutação suave, conversores CC-CC e fontes de alimentação chaveadas.

Fausto Donizeti Dantas, nascido em 28 de Julho de 1957 em Ituverava (SP), é engenheiro eletricitista (1990), mestre (1998) e doutor (2006) em engenharia elétrica pela Universidade Estadual Paulista – UNESP-FEIS, em Ilha Solteira (SP). Desde 1991, é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UNIDERP, em Campo Grande (MS). Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, reatores eletrônicos, qualidade do processamento de energia elétrica, fontes de alimentação chaveadas e controle digital utilizando dispositivos FPGA.

João Onofre Pereira Pinto, nascido a 22 de Junho de 1966 em Valparaíso (SP), Brasil. Engenheiro eletricitista pela Universidade Estadual Paulista – UNESP-FEIS, em Ilha Solteira (SP), em 1990. Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia, em 1993, e Ph.D. pela

The University of Tennessee, Knoxville, TN, EUA, em 2001. Atualmente é professor da Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Campo Grande (MS), onde ocupa o cargo de coordenador do programa de pós-graduação. Pesquisador do CNPq, suas áreas de interesse incluem mineração de dados, sistema de suporte a decisão, processamento de sinais, aplicações de redes neurais artificiais, lógica nebulosa, algoritmos genéticos, e wavelets em Eletrônica de Potência, técnicas PWM, controle e acionamento de máquinas elétricas.

Carlos Alberto Canesin, nascido em Lavínia (SP), em 1961, é engenheiro eletricitista (1984) pela Universidade Estadual Paulista – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

(UNESP-FEIS, Ilha Solteira (SP)), mestre (1990) e doutor (1996) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP, Florianópolis (SC)). Atualmente é professor adjunto efetivo do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da UNESP-FEIS. Foi editor geral da Revista Eletrônica de Potência (gestão 2003-2004), é editor associado da IEEE Transactions on Power Electronics e presidente da SOBRAEP – Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (gestão 11/2004-10/2006). Suas áreas de interesse incluem técnicas de comutação não-dissipativa, conversores CC-CC, retificadores e inversores, fontes de alimentação chaveadas, reatores para iluminação e técnicas de correção ativa do fator de potência.