

METODOLOGIA DE PROJETO PARA O FILTRO RESSONANTE LCC DE REATORES ELETRÔNICOS COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES

Fabio Toshiaki Wakabayashi

Universidade Estadual Paulista – UNESP
Campus de Ilha Solteira
CEP 15385-000, C.P. 31, Ilha Solteira – SP
Brasil
e-mail: canesin@dee.feis.unesp.br

Carlos Alberto Canesin

Resumo - Este artigo apresenta uma metodologia de projeto melhorada para a determinação dos parâmetros usados no clássico filtro ressonante série-paralelo (SPLR, *Series-Parallel Loaded Resonant*), baseada no modelo estático da lâmpada fluorescente, destinada à operação de reatores eletrônicos com controle de luminosidade através da variação da frequência de comutação. De acordo com a análise desenvolvida neste trabalho, torna-se possível analisar a evolução de alguns parâmetros do filtro ressonante, durante o processo de controle de luminosidade, tais como: faixa de variação da frequência de comutação, valor eficaz e fase da corrente drenada pelo conjunto filtro ressonante / lâmpada fluorescente. Resultados comparativos teóricos e experimentais são apresentados para validarem a metodologia de projeto proposta.

Palavras-Chave – Reator Eletrônico, Projeto de Filtro LCC, Lâmpadas Fluorescentes Tubulares, Controle de Luminosidade

DESIGN METHODOLOGY FOR A LCC RESONANT FILTER OF DIMMABLE ELECTRONIC BALLASTS FOR FLUORESCENT LAMPS

Abstract – This paper presents an improved design methodology for determining the parameters used in the classical Series-Parallel Loaded Resonant (SPLR) filter, based on the static model of fluorescent lamp, intended for the operation of switching frequency controlled dimmable electronic ballasts. According to the analysis developed in this paper, it is possible to analyze the evolution of some characteristics of the resonant filter, during the dimming process, such as: range of switching frequency, rms value and phase shift of the current drained by the resonant filter / fluorescent lamp set. Theoretical and experimental comparative results are presented in order to validate the proposed design methodology.

Artigo Submetido em 16/07/2003. Primeira Revisão em 01/10/2003. Segunda Revisão em 02/01/2004. Aceito sob recomendação do Editor Especial Prof. Walter Kaiser.

Keywords – Electronic Ballast, Design of LCC Filter, Tubular Fluorescent Lamps, Dimming Control.

I. INTRODUÇÃO

O projeto adequado de um reator eletrônico depende essencialmente da metodologia empregada para a determinação dos parâmetros relacionados ao estágio inversor de elevada frequência de comutação. Normalmente, a topologia mais comumente empregada como estágio inversor de reatores eletrônicos é o inversor *Half-Bridge* conectado a um filtro ressonante série-paralelo (SPLR, *Series-Parallel Loaded Resonant*) [1-3].

Além da simplicidade do circuito e dos custos reduzidos, esta estrutura é capaz de fornecer as características desejadas para um reator eletrônico, a saber: tensão elevada sobre os terminais da lâmpada fluorescente durante o processo de ignição, pré-aquecimento dos filamentos dos eletrodos antes da ignição da lâmpada, comutação suave para os dispositivos semicondutores empregados no inversor *Half-Bridge* e supressão de circulação de componentes CC (corrente contínua) de tensão e corrente através da lâmpada fluorescente.

Diversas metodologias de projeto têm sido propostas para este circuito, sendo que as principais análises são concentradas no filtro SPLR, com o objetivo de propiciar uma escolha otimizada de seus parâmetros [2-15]. Em termos práticos, a maioria destas metodologias é baseada em análises de impedâncias equivalentes do circuito, utilizando a técnica de aproximação fundamental [3] e assumindo que as lâmpadas fluorescentes comportam-se como resistências variáveis [4-15].

Apesar do extenso emprego de tais metodologias, até o presente momento, nenhuma delas apresenta uma análise completa do filtro SPLR, normalmente omitindo a avaliação de alguns aspectos importantes durante o processo de controle de luminosidade, tais como: a obtenção do valor da defasagem da corrente drenada pelo conjunto filtro ressonante + lâmpada, além do valor eficaz da corrente que flui através do indutor ressonante, o qual é capaz de indicar os níveis de esforços de corrente através deste indutor e dos dispositivos semicondutores empregados.

A potência processada através da lâmpada apresenta uma dependência praticamente linear em relação à defasagem apresentada pela corrente que flui através do indutor ressonante. Em função deste fato, um circuito integrado (CI) de controle de luminosidade em malha fechada é apresentado

em [16], fornecendo características sofisticadas para o controle adequado de reatores eletrônicos, sendo que a variação da luminosidade da lâmpada é obtida com a imposição da defasagem da corrente através do indutor ressonante. É importante ressaltar que, com o uso do CI apresentado em [16], a defasagem da corrente é imposta por meio da variação da frequência de comutação do reator eletrônico. A característica linear de variação da defasagem torna interessante o emprego desta técnica de controle de luminosidade, uma vez que, de acordo com resultados apresentados em [17-20], conforme a potência através da lâmpada é diminuída, a faixa de variação da frequência de comutação sofre grande redução. Isto significa que alterações proporcionalmente reduzidas na frequência podem acarretar grandes alterações na luminosidade da lâmpada. Apesar da existência de uma técnica de controle baseada na imposição desta defasagem, a determinação teórica de seu valor durante a operação com controle de luminosidade não tem sido normalmente explorada na literatura.

Dentro deste contexto, este trabalho apresenta uma metodologia de projeto melhorada para a determinação dos parâmetros ressonantes do filtro SPLR, baseada no modelo estático da lâmpada fluorescente, destinada à operação de reatores eletrônicos com controle de luminosidade através da variação da frequência de comutação, incorporando novas análises capazes de proverem maiores detalhes relacionados à operação dos reatores [21].

Adicionalmente, é necessário adotar um modelo adequado para a lâmpada fluorescente, com o intuito de se obter uma metodologia de projeto que apresente elevado grau de precisão. Em relação a este assunto, os efeitos da temperatura ambiente sobre as características elétricas das lâmpadas fluorescentes devem ser levados em consideração [20-23]. Além disto, em função da análise do filtro SPLR ser desenvolvida com base em impedâncias equivalentes, considera-se apropriada a adoção de um modelo resistivo para a lâmpada. Assim sendo, neste trabalho, o modelo apresentado em [20] é escolhido como sendo o ideal para o desenvolvimento das análises necessárias.

II. ANÁLISE DO FILTRO SPLR

A análise do filtro SPLR é dividida em duas partes distintas, a saber: processo de ignição e operação em regime durante o controle de luminosidade.

No decorrer do processo de ignição, a lâmpada é considerada como um circuito aberto. Neste estágio de operação, a função do circuito inversor é prover um pré-aquecimento adequado dos filamentos do eletrodo, além de fornecer uma tensão suficientemente elevada sobre os terminais da lâmpada para a ocorrência do primeiro arco através da coluna de gás.

Já durante a operação com controle de luminosidade, a lâmpada é admitida como sendo uma resistência, cujo valor varia de acordo com a potência processada na lâmpada. Diversos modelos têm sido propostos para descrever o comportamento desta resistência equivalente. Devido à simplicidade e precisão, o modelo apresentado em [20], para uma lâmpada fluorescente F40T12, será utilizado para representar a resistência equivalente da lâmpada, assumindo um valor fixo da temperatura ambiente (T) para o

desenvolvimento das análises apresentadas neste trabalho. Desta forma, com base em [20], adotando-se uma temperatura ambiente de 24°C, a resistência equivalente pode ser escrita como segue:

$$R(P) = \frac{V^2(P)}{P} \quad (1)$$

Onde:

$$V(P) = v_0 + v_1 \cdot P + v_2 \cdot P^2 + v_3 \cdot P^3 + v_4 \cdot P^4 \quad (2)$$

$V(P)$ = valor eficaz da tensão sobre os terminais da lâmpada fluorescente, em função de P , para T constante;

P = valor eficaz da potência processada através da lâmpada fluorescente.

A Tabela I mostra os valores dos coeficientes v_i de (2). Informa-se que, de acordo com [20], tais coeficientes são determinados a partir de um conjunto de dados experimentais.

A Figura 1 mostra a curva da resistência equivalente, em função da potência processada através da lâmpada fluorescente.

Após assumir as condições até aqui citadas, torna-se possível prosseguir com a análise requerida. Adicionalmente, informa-se que o circuito integrado IR2159 foi usado para o comando dos semicondutores do inversor *Half-Bridge* [16].

A. Análise do Processo de Ignição

A análise do filtro SPLR durante o processo de ignição é desenvolvida de acordo com o circuito equivalente apresentado na Figura 2. A partir desta figura, a seguinte equação pode ser definida:

$$C_{eq} = \frac{C_s}{1 + C_{sp}} \quad (3)$$

Onde:

$$C_{sp} = \frac{C_s}{C_p}$$

O circuito apresentado na Figura 2 pode ser representado pela seguinte equação:

$$v_{AB1}(t) = \frac{1}{\omega_{Ceq}^2} \cdot \frac{d^2(v_{Ceq}(t))}{dt^2} + v_{Ceq}(t) \quad (4)$$

Onde:

$$v_{AB1}(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega_{HB(ign)} \cdot t)$$

$$\omega_{Ceq} = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_{eq}}}$$

$$\omega_{HB(ign)} = 2 \cdot \pi \cdot f_{HB(ign)}$$

$v_{AB1}(t)$ = componente fundamental da tensão quadrada e assimétrica aplicada sobre os pontos A e B da figura 2;

V_p = valor de pico de $v_{AB1}(t)$;

$f_{HB(ign)}$ = frequência de comutação durante a ignição.

TABELA I
Coefficientes Empregados em (2)

| Coefficiente | Valor |
|--------------|-------------|
| v_0 | 122,3859 |
| v_1 | 1,1413 |
| v_2 | -0,1117 |
| v_3 | 0,0026 |
| v_4 | -2,1203.E-5 |

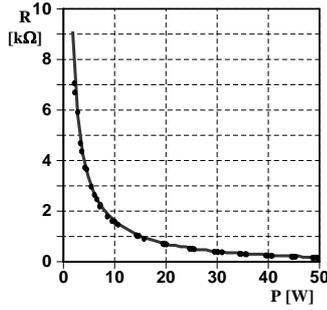


Figura 1 – Resistência equivalente da lâmpada, durante o controle de luminosidade, considerando $T=24^{\circ}\text{C}$.

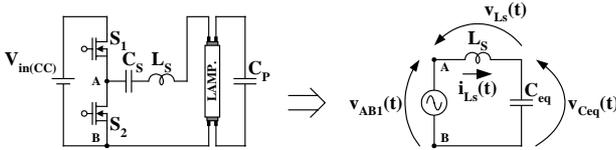


Figura 2 – Circuito equivalente do reator eletrônico, antes da ignição da lâmpada.

Assim sendo, partindo-se de (4), é possível determinar dois diferentes conjuntos de equações, capazes de descrever os valores instantâneos da corrente através de L_s e da tensão sobre C_p , dependendo dos valores de $\omega_{HB(ign)}$ e ω_{Ceq} [5], conforme as equações a seguir:

- para $\omega_{HB(ign)} = \omega_{Ceq}$:

$$i_{L_s}(t) = \frac{V_p}{2} \cdot C_{eq} \cdot \left[\omega_{HB(ign)}^2 \cdot t \cdot \text{sen}(\omega_{HB(ign)} \cdot t) \right] \quad (5)$$

$$v_{C_p}(t) = \frac{V_p}{2} \cdot \frac{C_{eq}}{C_p} \cdot \left[\text{sen}(\omega_{HB(ign)} \cdot t) - \omega_{HB(ign)} \cdot t \cdot \text{cos}(\omega_{HB(ign)} \cdot t) \right] \quad (6)$$

- para $\omega_{HB(ign)} \neq \omega_{Ceq}$:

$$i_{L_s}(t) = V_p \cdot C_{eq} \cdot \left(\frac{\omega_{HB(ign)}}{1 - f_{ign}^2} \right) \cdot \left[\text{cos}(\omega_{HB(ign)} \cdot t) - \text{cos}(\omega_{Ceq} \cdot t) \right] \quad (7)$$

$$v_{C_p}(t) = V_p \cdot \frac{C_{eq}}{C_p} \cdot \left(\frac{1}{1 - f_{ign}^2} \right) \cdot \left[\text{sen}(\omega_{HB(ign)} \cdot t) - f_{ign} \cdot \text{sen}(\omega_{Ceq} \cdot t) \right] \quad (8)$$

Onde:

$$f_{ign} = \frac{\omega_{HB(ign)}}{\omega_{Ceq}} \quad (9)$$

A Figura 3 apresenta as formas de onda de $v_{C_p}(t)$, apresentadas para diferentes valores de $\omega_{HB(ign)}$ e ω_{Ceq} . De acordo com esta figura, é possível notar que o valor de $v_{C_p}(t)$, o qual pode ser considerado praticamente igual ao valor da tensão sobre a lâmpada fluorescente, pode atingir valores bastante elevados, quando $\omega_{HB(ign)} = \omega_{Ceq}$. No entanto, para $\omega_{HB(ign)} \neq \omega_{Ceq}$, existe a possibilidade de se limitar os valores máximos de $v_{C_p}(t)$. Além disso, de acordo com a figura 3, através de um controle adequado da frequência de comutação durante a ignição, é possível estabelecer um processo de pré-aquecimento satisfatório, considerando uma estratégia para tornar mais lenta a evolução de $v_{C_p}(t)$ até os valores necessários para propiciar o primeiro arco através da coluna de gás.

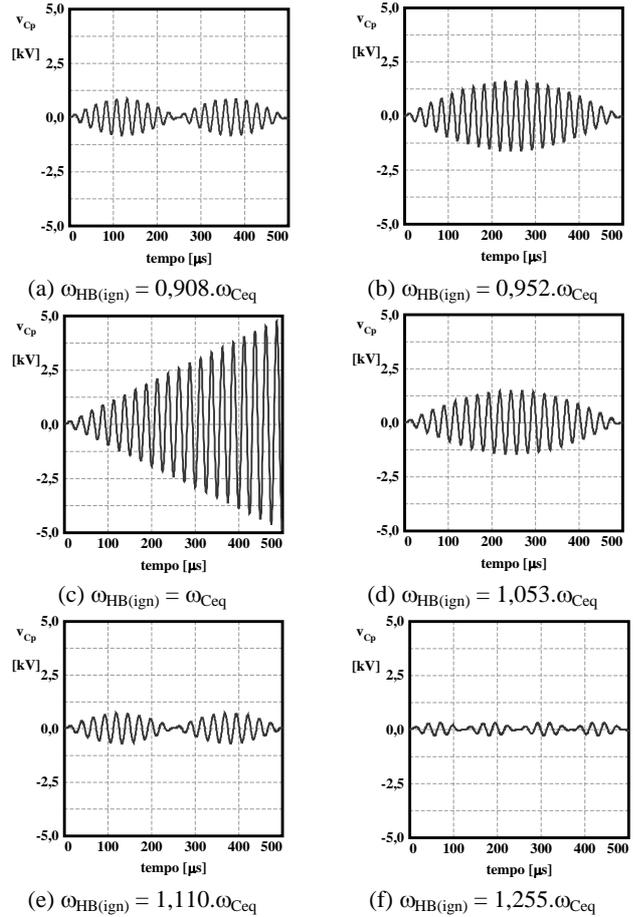


Figura 3 – Formas de onda teóricas para a tensão sobre os terminais de C_p , para diferentes valores de $\omega_{HB(ign)}$ e ω_{Ceq} .

Adicionalmente, assumindo $\omega_{HB(ign)} \neq \omega_{Ceq}$, os valores máximos de $v_{C_p}(t)$ podem ser obtidos através da seguinte expressão:

$$v_{C_p(\text{máx})} = V_p \cdot \left(\frac{C_{sp}}{1 + C_{sp}} \right) \cdot \left| \frac{(1 + f_{ign})}{(1 - f_{ign}^2)} \right| \quad (10)$$

B. Análise da Operação em Regime durante o Controle de Luminosidade

Durante a execução do controle de luminosidade, o circuito equivalente do reator eletrônico pode ser representado conforme a Figura 4. A partir desta figura, é possível definir as seguintes equações:

$$Z_{1eq}(P) = j \cdot \omega_{HB}(P) \cdot L_s + \frac{1}{j \cdot \omega_{HB}(P) \cdot C_s} \quad (11)$$

$$Z_{2eq}(P) = \frac{R(P) \cdot \frac{1}{j \cdot \omega_{HB}(P) \cdot C_p}}{R(P) + \frac{1}{j \cdot \omega_{HB}(P) \cdot C_p}} \quad (12)$$

$$Z_T(P) = Z_{1eq}(P) + Z_{2eq}(P) \quad (13)$$

Onde:

$$\omega_{HB}(P) = 2 \cdot \pi \cdot f_{HB}(P)$$

$f_{HB}(P)$ = frequência de comutação necessária para o processamento de P watts, considerando a estratégia de controle por defasagem [16].

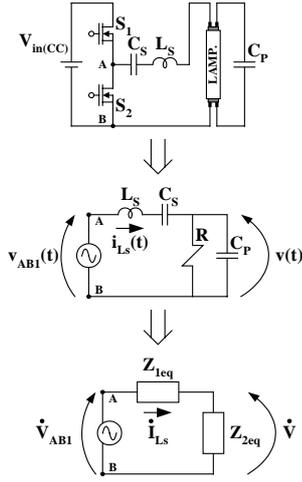


Figura 4 – Circuito equivalente do reator eletrônico, durante operação em regime com controle de luminosidade.

De (11), (12) e (13), a impedância equivalente do conjunto filtro ressonante + lâmpada fluorescente ($Z_T(P)$), durante o processo de controle de luminosidade, pode ser expressa por:

$$Z_T(P) = Z_{TA}(P) - j.Z_{TB}(P) \quad (14)$$

Onde:

$$Z_{TA}(P) = \frac{Z_A(P).Z_C(P) - Z_B(P).Z_D(P)}{Z_A^2(P) + Z_D^2(P)}$$

$$Z_{TB}(P) = \frac{Z_A(P).Z_B(P) + Z_C(P).Z_D(P)}{Z_A^2(P) + Z_D^2(P)}$$

$$Z_A(P) = \omega_{HB}(P).C_{sp}.C_p$$

$$Z_B(P) = (1 - \omega_{HB}^2(P).L_s.C_{sp}.C_p)$$

$$Z_C(P) = \omega_{HB}(P).R(P).C_p (1 + C_{sp} - \omega_{HB}^2(P).L_s.C_{sp}.C_p)$$

$$Z_D(P) = \omega_{HB}^2(P).R(P).C_{sp}.C_p^2$$

Partindo-se de (14), a magnitude de $Z_T(P)$ pode ser obtida através da seguinte expressão:

$$|Z_T(P)| = \sqrt{Z_{TA}^2(P) + Z_{TB}^2(P)} \quad (15)$$

Em relação à tensão sobre a lâmpada fluorescente, é possível considerar que:

$$\frac{\dot{V}(P)}{\dot{V}_{AB1}} = \frac{Z_{2eq}(P)}{Z_T(P)} \quad (16)$$

De (12), (14) e (16), a seguinte expressão pode ser obtida:

$$\frac{\dot{V}(P)}{\dot{V}_{AB1}} = V_{LA}(P) + jV_{LB}(P) \quad (17)$$

Onde:

$$V_{LA}(P) = \frac{R(P).Z_A(P).Z_C(P)}{Z_B^2(P) + Z_C^2(P)}$$

$$V_{LB}(P) = \frac{R(P).Z_A(P).Z_B(P)}{Z_B^2(P) + Z_C^2(P)}$$

O módulo de (17) pode ser interpretado como sendo a relação entre os valores eficazes de $v(t)$ e $v_{AB1}(t)$, resultando em:

$$\frac{V(P)}{V_{AB1(ef)}} = \sqrt{V_{LA}^2(P) + V_{LB}^2(P)} \quad (18)$$

Onde:

$V(P)$ = definido conforme (2);

$V_{AB1(ef)}$ = valor eficaz de $v_{AB1}(t)$.

A corrente através de L_s pode ser expressa como:

$$\frac{\dot{I}_{Ls}(P)}{\dot{V}_{AB1}} = \frac{1}{Z_T(P)} \quad (19)$$

Partindo-se das equações (14) e (19), a seguinte equação pode ser escrita:

$$\frac{\dot{I}_{Ls}(P)}{\dot{V}_{AB1}} = I_{LsA}(P) + j.I_{LsB}(P) \quad (20)$$

Onde:

$$I_{LsA}(P) = \frac{Z_A(P).Z_C(P) - Z_B(P).Z_D(P)}{Z_B^2(P) + Z_C^2(P)}$$

$$I_{LsB}(P) = \frac{Z_A(P).Z_B(P) + Z_C(P).Z_D(P)}{Z_B^2(P) + Z_C^2(P)}$$

De (20), o valor eficaz da corrente através de L_s pode ser definido conforme segue:

$$i_{Ls(ef)}(P) = \sqrt{I_{LsA}^2(P) + I_{LsB}^2(P)}.V_{AB1(ef)} \quad (21)$$

A defasagem da corrente que flui através de L_s em relação à tensão $v_{AB1}(t)$ pode ser calculada com o uso de (22).

$$\frac{\dot{I}_{Ls}(P)}{\dot{V}_{AB1}} = \frac{180^\circ}{\pi} .a \tan\left(\frac{I_{LsB}(P)}{I_{LsA}(P)}\right) \quad (22)$$

Com base nos valores fornecidos por (22), pode-se verificar as condições para a obtenção de entrada em condução com tensão nula (ZVS, Zero Voltage Switching) dos semicondutores empregados no inversor Half-Bridge. A título de esclarecimento, informa-se que valores negativos de defasagem garantem a entrada em condução do tipo ZVS.

Outro parâmetro importante a ser determinado é o valor de pico-a-pico da ondulação de tensão sobre o capacitor C_s . É fato que, na configuração clássica do inversor Half-Bridge, conforme Figura 4, a função do capacitor C_s é a de funcionar como fonte de energia durante o semiciclo em que o interruptor inferior encontra-se em condução, momento em que $v_{AB}(t)=0$, além de impedir que a componente CC de $v_{AB}(t)$ seja aplicada sobre os terminais da lâmpada fluorescente. Assim, a determinação do valor de C_s pode ser realizada de acordo com restrições impostas ao valor máximo de ondulação de tensão em seus terminais. Admitindo-se a análise de impedâncias desenvolvida, pode-se escrever:

$$\dot{V}_{Cs}(P) = Z_{Cs}(P).\dot{I}_{Ls}(P) \quad (23)$$

Onde:

$$Z_{Cs}(P) = \frac{1}{j.\omega_{HB}(P).C_{sp}.C_p} \quad (24)$$

De (19) e (23), obtém-se:

$$\frac{\dot{V}_{Cs}(P)}{\dot{V}_{AB1}} = \frac{Z_{Cs}(P)}{Z_T(P)} \quad (25)$$

De (14), (24) e (25), pode-se escrever:

$$\frac{\dot{V}_{C_s}(P)}{\dot{V}_{AB1}} = V_{C_sA}(P) - j \cdot V_{C_sB}(P) \quad (26)$$

Onde:

$$V_{C_sA}(P) = \frac{I_{L_sB}(P)}{\omega_{HB}(P) \cdot C_{sp} \cdot C_p}$$

$$V_{C_sB}(P) = \frac{I_{L_sA}(P)}{\omega_{HB}(P) \cdot C_{sp} \cdot C_p}$$

Partindo-se de (26), o valor eficaz da tensão sobre C_s pode ser expresso como sendo:

$$V_{C_s(ef)}(P) = \sqrt{V_{C_sA}^2(P) + V_{C_sB}^2(P)} \cdot V_{AB1(ef)} \quad (27)$$

Portanto, devido à aplicação da técnica de aproximação fundamental para a análise do circuito, é possível admitir que o valor de pico-a-pico da ondulação de tensão sobre C_s possa ser definido conforme (28).

$$V_{C_s(pp)}(P) = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{C_s(ef)}(P) \quad (28)$$

O valor da frequência de comutação do inversor *Half-Bridge* durante a operação com controle de luminosidade pode ser obtido através de (29), a qual é derivada de (18).

$$1 + a_1(P) \cdot \omega_{HB}^2(P) + a_2(P) \cdot \omega_{HB}^4(P) + a_3(P) \cdot \omega_{HB}^6(P) = 0 \quad (29)$$

Onde:

$$a_1(P) = R^2(P) \cdot C_p^2 \cdot \left[(1 + C_{sp})^2 - C_{sp}^2 \cdot \left(\frac{V_{AB1(ef)}}{V(P)} \right)^2 \right] - 2 \cdot L_s \cdot C_{sp} \cdot C_p$$

$$a_2(P) = (L_s \cdot C_{sp} \cdot C_p)^2 - 2 \cdot R^2(P) \cdot L_s \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_{sp} \cdot C_p^3$$

$$a_3(P) = \left(R(P) \cdot L_s \cdot C_{sp} \cdot C_p^2 \right)^2$$

A partir de (29), seis diferentes soluções matemáticas podem ser obtidas. No entanto, apenas duas destas soluções apresentam significado físico. Além disso, uma análise mais detalhada destas duas equações remanescentes permite concluir que apenas uma delas pode ser considerada como uma solução adequada, em função da estratégia adotada para o controle de luminosidade (valores mais elevados de frequência de comutação são responsáveis por menores valores de potência processada através da lâmpada). Desta forma, a frequência de comutação requerida durante o processo de controle de luminosidade pode ser calculada através de (30).

$$f_{HB}(P) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{b_1(P)} \quad (30)$$

Onde:

$$b_1(P) = \frac{\sqrt[3]{c_1(P) + c_2(P)}}{6 \cdot a_3(P)} - \frac{2 \cdot (3 \cdot a_1(P) \cdot a_3(P) - a_2^2(P))}{3 \cdot a_3(P) \cdot \sqrt[3]{c_1(P) + c_2(P)}} - \frac{a_2(P)}{3 \cdot a_3(P)}$$

$$c_1(P) = 36 \cdot a_1(P) \cdot a_2(P) \cdot a_3(P) - 108 \cdot a_3^2(P) - 8 \cdot a_2^3(P)$$

$$c_2(P) = 12 \cdot a_3(P) \cdot \sqrt{3 \cdot (d_1(P) + d_2(P))}$$

$$d_1(P) = 4 \cdot a_1^3(P) \cdot a_3(P) - a_1^2(P) \cdot a_2^2(P) + 4 \cdot a_2^3(P)$$

$$d_2(P) = 27 \cdot a_3^2(P) - 18 \cdot a_1(P) \cdot a_2(P) \cdot a_3(P)$$

Adicionalmente, durante o processo de controle de luminosidade, o parâmetro f_{dim} pode ser definido como:

$$f_{dim}(P) = \sqrt{\frac{-F_C(P) + \sqrt{F_C^2(P) - 4 \cdot F_D(P) \cdot (1 + F_A(P) - F_B(P))}}{2 \cdot F_D(P)}} \quad (31)$$

Onde:

$$F_A(P) = \left[\omega_{HB}(P) \cdot R(P) \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_p \right]^2$$

$$F_B(P) = \left(\omega_{HB}(P) \cdot R(P) \cdot C_{sp} \cdot C_p \cdot \frac{V_{AB1(ef)}}{V(P)} \right)^2$$

$$F_C(P) = -2 \cdot \left\{ 1 + C_{sp} + \left[\omega_{HB}(P) \cdot R(P) \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_p \right]^2 \right\}$$

$$F_D(P) = (1 + C_{sp})^2 + \left[\omega_{HB}(P) \cdot R(P) \cdot (1 + C_{sp}) \cdot C_p \right]^2$$

Com base nas equações determinadas, um exemplo de projeto completo será apresentado, visando demonstrar a utilização da análise desenvolvida neste trabalho.

III. EXEMPLO E METODOLOGIA DE PROJETO

A metodologia proposta para o projeto do clássico estágio inversor ressonante *Half-Bridge* empregado em reatores eletrônicos é apresentada neste trabalho de acordo com os dados de entrada e saída apresentados na Tabela II.

Passo 1:

O valor eficaz da componente fundamental de $v_{AB}(t)$ deve ser determinado de acordo com a seguinte expressão:

$$V_{AB1(ef)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{in(CC)} \quad (32)$$

Passo 2:

Usando os valores nominais em (2) e (32), pode-se obter o valor da relação entre $V(P_{nom})$ e $V_{AB1(ef)}$.

$$\frac{v(P_{nom})}{V_{AB1(ef)}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{2} \cdot \frac{v(P_{nom})}{V_{in(CC)}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{2} \cdot \frac{101.44}{310} = 0.727$$

Adicionalmente, os seguintes parâmetros também devem ser calculados:

$$\omega_{HB(nom)} = 2 \cdot \pi \cdot f_{HB(nom)} = 251,327 \cdot 10^3 \text{ rad/s};$$

$$R_{(nom)} = 257,2 \Omega, \text{ conforme (1);}$$

Passo 3:

Os valores de C_s e C_p são adotados, assumindo que o valor de C_s deva ser pelo menos dez vezes superior ao valor de C_p , ou seja $C_{sp} > 10$. Tal relação deve ser respeitada porque uma das funções de C_s é suprimir a componente CC de $v_{AB}(t)$ sem que haja grande interferência na ressonância entre L_s e C_p .

De forma específica, adota-se inicialmente o valor de C_p , baseando esta escolha no valor eficaz de corrente processada através de L_s . Deve-se lembrar que C_p está associado em paralelo com a lâmpada fluorescente. Assim, quanto maior o valor de C_p , menor será sua reatância, fazendo com que maiores valores eficazes de corrente devam ser processados

TABELA II
Dados de Entrada e Saída

| | |
|--------------|-------|
| $V_{in(CC)}$ | 310V |
| $P_{(nom)}$ | 40W |
| $P_{(min)}$ | 2,5W |
| f_{nom} | 40kHz |
| T | 24°C |

através de L_s para prover potência nominal à lâmpada. Este fato certamente acarreta maiores perdas em condução relacionadas a L_s e aos MOSFETs (*Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*) do inversor *Half-Bridge*. Usualmente, para os valores de entrada e saída propostos, recomenda-se a adoção de valores de C_p inferiores a 10nF. A Figura 5 mostra o valor eficaz da corrente através de L_s , em função de C_p . Com base nesta figura, é fácil notar que quanto maior o valor de C_p , maior será o valor eficaz da corrente através de L_s , para o processamento de valores nominais de potência através da lâmpada.

Como afirmado anteriormente, o capacitor C_s tem a função de fornecer energia ao circuito durante o semiciclo em que o interruptor inferior encontra-se em condução, momento em que $v_{AB}(t)=0$. Em função disto, a adoção do valor de C_s deve levar em consideração o valor da ondulação de tensão em seus terminais. Tal ondulação pode ser verificada de acordo com (28). A Figura 6 mostra um gráfico do valor de $V_{Cs(pp)}(P_{nom})$ em função de C_{sp} . A partir desta figura conclui-se que quanto menor o valor de C_{sp} , maior será o valor de $V_{Cs(pp)}(P_{nom})$, podendo acarretar modos de operação indesejados para o reator eletrônico.

Desta forma, são adotados os seguintes valores:

$$\begin{aligned} C_p &= 6,8nF \\ C_s &= 180nF \end{aligned}$$

Passo 4:

O valor de L_s é determinado através da seguinte equação:

$$L_s = \frac{f_{dim}^2 (P_{nom}) \cdot (1 + C_{sp})}{\omega_{HB(nom)}^2 \cdot C_{sp} \cdot C_p} \quad (33)$$

Assim, de acordo com (31) e com os parâmetros definidos nos passos anteriores, tem-se:

$$L_s = 1,43mH$$

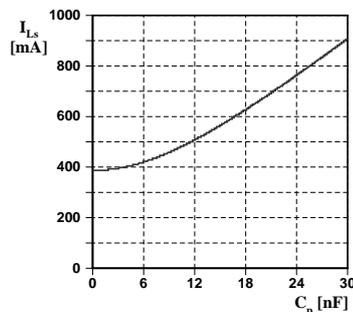


Figura 5 – Valor eficaz da corrente através de L_s , em função de C_p , para os dados da Tabela II.

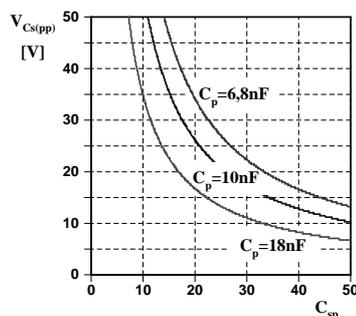


Figura 6 – Valor pico-a-pico da ondulação de tensão sobre os terminais de C_s , em função de C_{sp} e C_p , para os dados da Tabela II.

Passo 5:

Assumindo $f_{HB(ign)} = f_{HB(nom)}$ e de acordo com os valores de L_s , C_s e C_p , pode-se obter, a partir de (9):

$$f_{ign} = 0,769$$

Passo 6:

Com os parâmetros definidos nos passos anteriores e com o uso de (10), pode-se determinar o máximo valor de tensão sobre a lâmpada, durante o processo de ignição.

$$V_{Cp(máx)} = 821,8V$$

Caso o valor de tensão determinado acima seja considerado suficiente para a ignição da lâmpada, de acordo com dados do fabricante, procede-se a determinação dos parâmetros restantes. Em caso contrário, se o valor não for considerado satisfatório, é sugerida então a adoção de um novo valor para C_p , ou até mesmo para $f_{HB(nom)}$, caso necessário, com o objetivo de se obter um valor de tensão adequado para a ignição. Especificamente para este exemplo, a tensão de pico-a-pico para ignição da lâmpada é de 600V.

Passo 7:

A defasagem da corrente através de L_s pode ser estimada com a utilização de (22).

$$\frac{\dot{I}_{Ls}(P)}{\dot{V}_{ABI}} = 48,3^\circ$$

É importante informar que esta defasagem é responsável pela ocorrência de processos de entrada em condução do tipo ZVS para os semicondutores do inversor *Half-Bridge*. Assim, caso o valor calculado resulte em valores positivos, ou caso seja considerado muito reduzido para garantir os processos de entrada em condução do tipo ZVS, será necessário reiniciar o procedimento de projeto, adotando-se um novo valor para C_p ou para $f_{HB(nom)}$.

Para finalizar, a impedância equivalente do conjunto filtro + lâmpada pode ser avaliada no decorrer da imposição do controle de luminosidade. A Figura 7 mostra os valores teóricos obtidos a partir de (15). De acordo com esta figura, é possível notar que o valor da magnitude da impedância equivalente é mantido praticamente constante no decorrer da faixa de operação do reator projetado ($2,5W < P < 40W$). Este resultado permite concluir que os valores eficazes de corrente processada através de L_s praticamente não sofrerão alterações, mesmo com a redução da potência entregue à lâmpada fluorescente. Isto ocorre porque, em virtude da alteração da frequência de comutação, as reatâncias dos elementos L_s , C_s e C_p sofrem alterações, de forma a permitirem um rearranjo do fluxo de energia reativa através do conjunto filtro + lâmpada. Assim, apesar da redução do consumo de energia ativa, processada através da lâmpada, verifica-se um aumento da energia reativa circulante, de tal forma que a energia total que flui através do sistema é mantida em valores quase constantes. Além disso, o efeito pelicular nos enrolamentos e as perdas no núcleo de ferrite tornam-se mais acentuadas, aumentando ainda mais as perdas relacionadas a condições de processamento de reduzida luminosidade, quando comparadas à condição nominal de operação. Assim, conclui-se que as perdas totais para a condição de reduzida luminosidade podem resultar em valores relativamente elevados, reduzindo então a eficiência global do reator eletrônico.

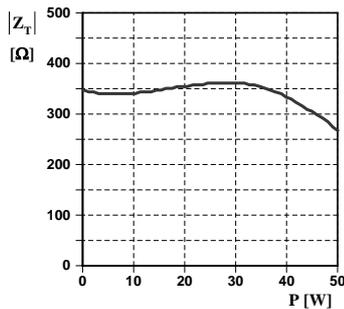


Figura 7 – Valor da magnitude da impedância equivalente do conjunto filtro + lâmpada, para os valores adotados na Tabela II, durante o processo de controle de luminosidade.

Após a especificação dos valores de L_s , C_s e C_p , é possível realizar uma análise teórica de alguns importantes parâmetros de operação do reator eletrônico, quando da imposição de controle de luminosidade, a saber: variação requerida para a frequência de comutação do inversor *Half-Bridge*, a partir de (30), valor eficaz da corrente que flui através de L_s , a partir de (21) e valor da defasagem da corrente drenada pelo conjunto filtro ressonante + lâmpada fluorescente, a partir de (22).

IV. COMPARAÇÕES ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS

Com o intuito de validar a análise desenvolvida neste artigo, protótipos laboratoriais foram implementados de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela III.

Informa-se que as condições de aquecimento dos filamentos das lâmpadas fluorescentes encontram-se em conformidade com recomendações estabelecidas pela ANSI (*American National Standards Institute*), durante todo o processo de controle de luminosidade [24]. Apesar disto, caso tais especificações não sejam atendidas, ligeiras alterações nos valores de C_p e L_s deverão ser promovidas, na tentativa de modificar os valores das correntes que fluem através dos filamentos, buscando a adequação da variação da temperatura dos filamentos dentro dos limites impostos pela norma adotada.

Os resultados experimentais obtidos nos protótipos implementados são comparados com resultados teóricos fornecidos por (21), (22) e (30), baseados no modelo da lâmpada descrito em (1). Informa-se que sobrecargas ($P > 40W$) foram impostas aos protótipos, com o intuito de se verificar o comportamento dos parâmetros analisados sob estas condições. Adicionalmente, informa-se que os dados experimentais apresentados nas figuras seguintes são valores

TABELA III
Parâmetros usados na Implementação dos Protótipos

| Parâmetro | Reator 1 | Reator 2 | Reator 3 | Reator 4 |
|---------------------|----------|----------|----------|----------|
| $P_{(nom)}$ [W] | 40 | 40 | 40 | 40 |
| $P_{(min)}$ [W] | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 |
| $V_{in(CC)}$ [V] | 310 | 310 | 310 | 310 |
| $f_{HB(nom)}$ [kHz] | 30 | 40 | 50 | 60 |
| T [°C] | 24 | 24 | 24 | 24 |
| C_s [nF] | 180 | 180 | 180 | 180 |
| C_p [nF] | 8,2 | 6,8 | 4,7 | 3,3 |
| L_s [mH] | 1,91 | 1,43 | 1,10 | 0,88 |
| Defasagem (nom) [°] | -47,51 | -48,29 | -47,19 | -46,19 |

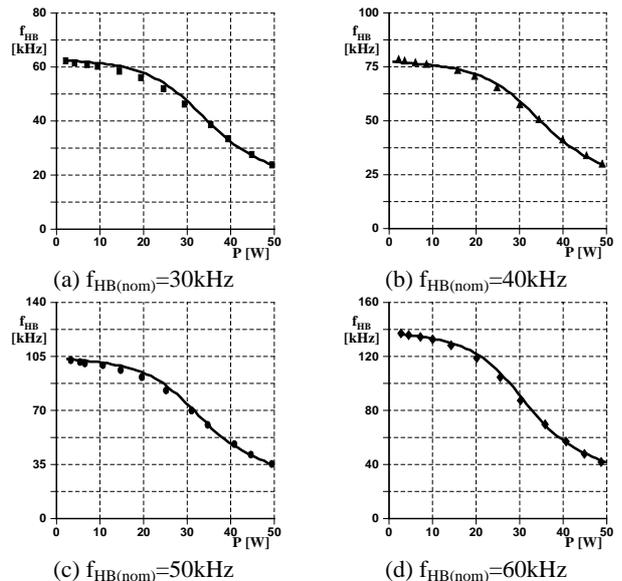


Figura 8 – Frequência de chaveamento do reator eletrônico, durante o processo de controle de luminosidade, $T=24^\circ C$.

médios de diversos conjuntos de medidas, obtidos para cada ponto de operação.

A Figura 8 mostra os valores de frequência de comutação em função da potência processada através da lâmpada. Os pontos são resultados experimentais, obtidos com um osciloscópio digital (TDS420A - Tektronix), enquanto que as linhas são resultados provenientes da análise teórica fornecida através de (30). De acordo com esta figura, é possível verificar que (30) representa adequadamente a variação da frequência de comutação requerida para o controle de luminosidade, permitindo a avaliação dos pontos de operação relacionados aos reatores eletrônicos antes da implementação dos protótipos.

A defasagem angular da corrente drenada pelo conjunto filtro ressonante + lâmpada fluorescente é mostrada na Figura 9, para cada diferente reator eletrônico implementado. Nesta figura, é possível notar algumas diferenças entre os resultados experimentais e teóricos.

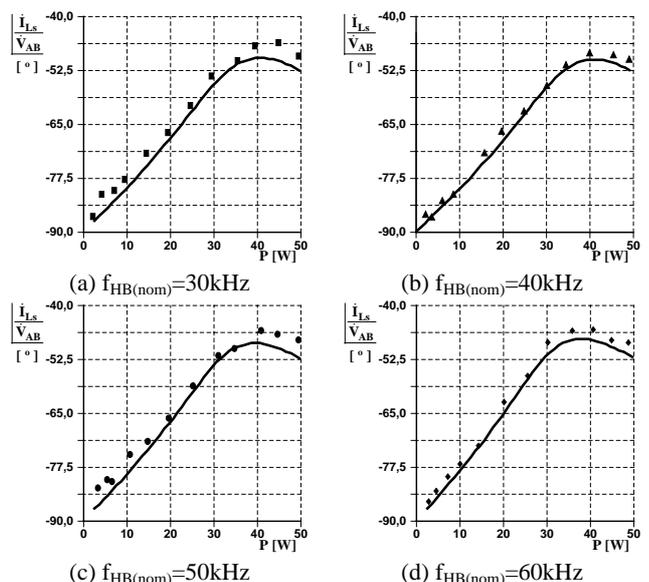


Figura 9 – Defasagem angular da corrente através de L_s , durante o processo de controle de luminosidade, $T=24^\circ C$.

A respeito deste fato, dois comentários podem ser apresentados. O primeiro deles refere-se à aplicação da técnica de aproximação fundamental para a determinação das equações do sistema analisado. É fato que, em função da característica passa-baixa do filtro LCC empregado, a transferência de energia à lâmpada fluorescente ocorre quase totalmente através da componente fundamental da tensão $v_{AB}(t)$. Assim, todas as análises de processamento de valores eficazes de corrente e de tensão não sofrem prejuízo algum em relação à precisão dos resultados. No entanto, a análise de defasagem angular é composta por uma avaliação de parâmetros instantâneos. Assim, o fato de $v_{AB}(t)$ apresentar derivadas (dv/dt) muito mais pronunciadas do que aquelas verificadas em $v_{ABI}(t)$ faz com que as formas de onda experimentais da corrente através de L_s , obtidas com uma tensão de alimentação quadrada e assimétrica aplicada entre os pontos A e B , apresentem ligeiras diferenças em relação às formas de onda teóricas, obtidas para o modelo com alimentação senoidal ($v_{AB}(t)$, componente fundamental de $v_{AB}(t)$). Portanto, pequenas discrepâncias são previsíveis ao serem comparados resultados experimentais e teóricos.

O segundo comentário acerca da comparação relaciona-se ao fato de que os resultados experimentais foram determinados visualmente, empregando-se cursores de um osciloscópio digital, o que significa que estas medições são menos precisas do que, por exemplo, aquelas relacionadas com a frequência de comutação do reator eletrônico. Entretanto, nenhum destes fatos invalida a análise desenvolvida para a defasagem angular, uma vez que seu principal objetivo é prover uma estimativa capaz de garantir a ocorrência de entrada em condução do tipo ZVS para os MOSFETs empregados no inversor *Half-Bridge*. Adicionalmente, a similaridade entre os resultados teóricos e experimentais comprova a validade da análise.

A Figura 10 mostra os valores eficazes da corrente através de L_s , durante a operação com controle de luminosidade, para cada protótipo projetado. Nesta figura, é importante observar que os valores deste parâmetro são praticamente constantes no decorrer da faixa de operação do reator ($2,5W < P < 40W$), considerando-se a lâmpada fluorescente empregada nos protótipos, em concordância com a análise realizada a respeito da magnitude da impedância equivalente do conjunto filtro + lâmpada. A relevância deste fenômeno reside no fato da corrente através dos semicondutores ser obviamente proporcional à corrente através de L_s . Assim, é possível concluir que o valor eficaz da corrente através dos semicondutores (MOSFETs) e, conseqüentemente, as perdas em condução associadas a estes dispositivos (proporcionais ao quadrado dos valores eficazes de corrente) são também praticamente constantes durante o processo de controle de luminosidade. Adicionalmente, conforme afirmado anteriormente, o aumento da frequência da corrente que flui através de L_s acarreta intensificação do efeito pelicular nos enrolamentos e das perdas no núcleo de ferrite. Isto significa que estas perdas assumem valores significativos quando as lâmpadas são operadas em condição de reduzida luminosidade, resultando em reduzida eficiência para o estágio inversor *Half-Bridge*. Informa-se ainda que esta análise é normalmente negligenciada nas metodologias de projeto apresentadas na literatura.

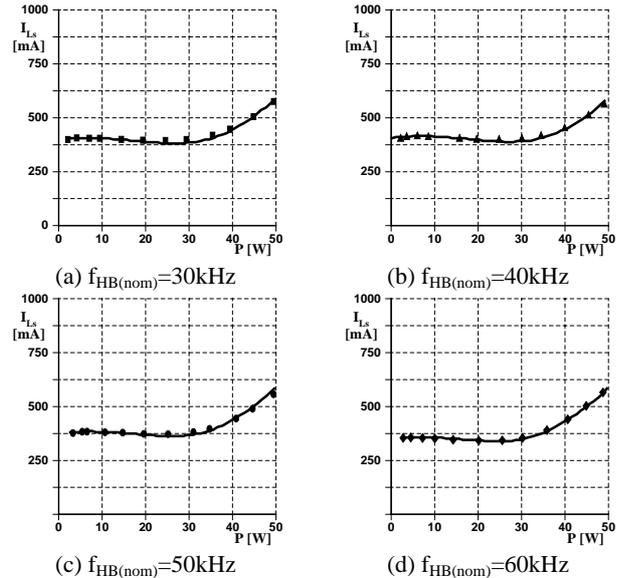


Figura 10 – Valor eficaz da corrente através de L_s , durante o processo de controle de luminosidade, $T=24^{\circ}C$.

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma metodologia de projeto melhorada para a especificação dos parâmetros do clássico filtro SPLR, considerando-se o modelo estático da lâmpada fluorescente, destinada a reatores eletrônicos com controle de luminosidade.

A análise teórica apresentada neste trabalho é baseada em circuitos equivalentes e na aplicação da técnica de aproximação fundamental, de forma análoga à maioria das metodologias apresentadas na literatura. Contudo, a forma com que a análise foi desenvolvida neste artigo permite a avaliação de importantes parâmetros de operação, quando da imposição de controle de luminosidade, tais como: faixa de variação da frequência de comutação do reator eletrônico, valor eficaz da corrente através do indutor ressonante e defasagem angular da corrente processada pelo conjunto filtro ressonante + lâmpada fluorescente.

É importante informar que as análises dos parâmetros apresentados nas figuras 9 e 10 são usualmente negligenciadas nas metodologias de projeto apresentadas na literatura. No entanto, o valor eficaz da corrente através do indutor ressonante pode indicar os níveis de esforços de corrente nos dispositivos semicondutores, fornecendo condições para o desenvolvimento de uma análise qualitativa da eficiência do reator eletrônico. Além disto, o valor da defasagem da corrente drenada pelo conjunto filtro ressonante + lâmpada indica a ocorrência de processos de entrada em condução ZVS dos MOSFETs, além de poder ser utilizado como variável de controle para a imposição de variação do nível de luminosidade emitido pela lâmpada.

Finalmente, a precisão verificada através das comparações entre resultados teóricos e experimentais é suficiente para validar a metodologia de projeto proposta.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à FAPESP e ao CNPq pelo apoio concedido ao presente trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] 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.
- [2] M. K. Kazimierczuk e W. Szaraniec, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 386-395, October, 1993.
- [3] 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.
- [4] 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'96 Annual Meeting*, pp. 2231-2236, 1996.
- [5] J. A. Alves, "Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis-SC, 1996.
- [6] Z. Li, P. K. T. Mok, W. H. Ki e J. K. O. Sin, "A Simple Method to Design Resonant Circuits of Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", in *Proc. of IEEE ISCAS'97*, pp. 1744-1747, 1997.
- [7] A. S. André, e A. J. Perin, "Reator Eletrônico para lâmpadas fluorescentes de 40W utilizando Circuito Integrado Dedicado", in *Proc. of SEP'98 – Seminário de Eletrônica de Potência (UFSC)*, pp. 126-131, 1998.
- [8] C. S. Moo, H. L. Cheng, T. F. Lin e H. C. Yen, "Designing a Dimmable Electronic Ballast with Voltage Control for Fluorescent Lamp", in *Proc. of IEEE ISIE'99*, pp. 786-791, 1999.
- [9] 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'99*, pp. 727-733, 1999.
- [10] R. N. Prado, A. R. Seidel, F. E. Bisogno, e M. A. D. Costa, "A Design Method for Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", in *Proc. of IEEE IECON'00*, pp. 2279-2284, 2000.
- [11] T. J. Liang, C. A. Cheng, W. B. Shyu e J. F. Chen, "Design Procedure for Resonant Components of Fluorescent Lamps Electronic Ballast Based on Lamp Model", in *Proc. of IEEE PEDS'01*, pp. 618-622, 2001.
- [12] C. A. Cheng, T. J. Liang, C. M. Chuang e J. F. Chen, "A novel Method of Using Second-Order Lamp Model to Design Dimmable Fluorescent Lamps Electronic Ballast", in *Proc. of IEEE IECON'01*, pp. 1033-1037, 2001.
- [13] 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.
- [14] T. J. Ribarich e J. J. Ribarich, "A New Procedure for High-Frequency Electronic Ballast Design", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 262-267, January / February, 2001.
- [15] F. E. Bisogno, A. R. Seidel, R. Holsbach e R. N. Prado, "Resonant Filter Applications in Electronic Ballast", in *Proc. of IEEE IAS'02 Annual Meeting*, pp. 348-354, 2002.
- [16] J. Adams, T. J. Ribarich e J. J. Ribarich, "A New IC for Dimmable High-Frequency Electronic Ballasts", in *Proc. of IEEE APEC'99*, pp. 713-719, 1999.
- [17] 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'96 Annual Meeting*, pp. 2231-2236, 1996.
- [18] 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'99*, pp. 1001-1005, 1999.
- [19] A. T. K. Ng, W.-H. Ki, P. K. T. Mok e J. K. O. Sin, "Lamp Modeling for Design of Dimmable Electronic Ballast", in *Proc. of IEEE PESC'00*, pp. 1358-1362, 2000.
- [20] F. T. Wakabayashi, e C. A. Canesin, "A New Model for Tubular Fluorescent Lamps Operated at High Frequencies for Dimmable Applications", in *Proc. of IEEE ISIE'03*, CD-ROM, 2003.
- [21] F. T. Wakabayashi, e C. A. Canesin, "An Improved Design Procedure for LCC Resonant Filter of Dimmable Electronic Ballasts for Fluorescent Lamps, Based on Lamp Model", in *Proc. of IEEE IECON'03*, to be published in November, 2003.
- [22] C. S. Moo, H. C. Yen, Y. C. Hsieh e C. R. Lee, "A Fluorescent Lamp Model for High-Frequency Electronic Ballasts", in *Proc. of IEEE IAS'00 Annual Meeting*, pp. 3361-3366, 2000.
- [23] C. S. Moo, Y. C. Hsieh, H. C. Yen e C. R. Lee, "Fluorescent Lamp Model with Power and Temperature Dependence for High-Frequency Electronic Ballasts", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 1, pp. 121-127, January / February, 2003.
- [24] 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. 35, no. 6, pp. 1271-1276, November / December, 1999.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fabio Toshiaki Wakabayashi, nascido em Jales (SP), em Julho de 1974, é engenheiro eletricitista (1996) formado na Universidade Estadual Paulista – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (UNESP-FEIS, Ilha Solteira (SP)). Obteve os títulos de mestre (1998) e doutor (2003) em Engenharia Elétrica nesta mesma instituição, tendo desenvolvido seus trabalhos no Laboratório de Eletrônica de Potência. Suas áreas de interesse abrangem técnicas de comutação não-dissipativa, fontes de alimentação chaveadas, qualidade de energia elétrica e reatores eletrônicos para iluminação.

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. Suas áreas de interesse incluem técnicas de comutação não-dissipativa, conversores CC/CC, fontes de alimentação chaveadas, reatores para iluminação e técnicas de correção do fator de potência.