
PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM REATOR ELETRÔNICO MICROCONTROLADO, DE ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA, ORIENTADO A LÂMPADAS DE VAPOR METÁLICO

Marco Antônio Dalla Costa*
madc.sm@gmail.com

Henrique A. C. Braga†
henrique.braga@ufjf.edu.br

Marina M. S. D. Perdigão†
perdigao@isec.pt

José Marcos Alonso§
marcos@uniovi.es

*Universidade de Caxias do Sul - Caxias do Sul, Brasil

†Instituto de Telecomunicações - Coimbra, Portugal

‡Núcleo de Iluminação Moderna (NIMO), Universidade Federal de Juiz de Fora, Brasil

§Area de Tecnología Electrónica, Universidad de Oviedo, Espanha

RESUMO

Este trabalho descreve a análise, o projeto e a implementação de um reator eletrônico para lâmpadas de vapor metálico (MH) baseado em microcontrolador. O circuito do reator se fundamenta na integração de um conversor *buck* com um conversor *flyback*. A tarefa de correção do fator de potência é realizada pela etapa *buck*, enquanto a etapa *flyback* controla a potência na lâmpada fornecendo uma corrente em onda quadrada de baixa frequência. Este é um método adequado para se evitar o fenômeno da ressonância acústica, comum em lâmpadas de descarga de alta pressão (HID). Os dois estágios conversores operam no modo de condução descontínua (DCM), o que permite o uso de apenas um interruptor de alta frequência simplificando o controle. O reator eletrônico é controlado digitalmente e emprega um microcontrolador de baixo custo PIC16F684. Este componente é programado para desempenhar todas as tarefas necessárias aos processos de ignição, aquecimento e regime permanente da lâmpada, respondendo também pelo controle em malha fechada da corrente na lâmpada e proteções convencionais. O artigo inclui resultados experimentais obtidos de um pro-

tótipo que alimenta uma lâmpada MH de 35W.

PALAVRAS-CHAVE: Controle de iluminação, microcontroladores, lâmpada de vapores metálicos.

ABSTRACT

The analysis, design and implementation of a microcontroller-based electronic ballast to supply metal halide (MH) lamps are presented. The proposed power scheme is based on the integration of the *buck* and *flyback* converters. The former providing power factor correction and the latter controlling lamp power by supplying the lamp with a low frequency square waveform current, which is a convenient way to avoid acoustic resonances in high intensity discharge (HID) lamps. Both converters operate in discontinuous conduction mode (DCM), thus allowing the use of only one high-frequency switch and simplifying the control. The electronic ballast is digitally controlled by using a low cost microcontroller PIC16F684. The microcontroller performs all the necessary tasks during starting, warming-up and steady state, including closed loop control of lamp current and protections. Experimental results for a 35W MH lamp are presented.

Artigo submetido em 01/12/2008 (Id.: 00928)

Revisado em 10/02/2009, 01/04/2009

Aceito sob recomendação do Editor Associado Prof. Enes Gonçalves Marra

KEYWORDS: Lighting control, microcontrollers, metal halide lamps.

1 INTRODUÇÃO

Os reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga de alta pressão (HID) atraíram a atenção por causa de suas vantagens, comparadas aos reatores eletromagnéticos, como: menor peso, tamanho reduzido, eficiência mais elevada, e melhor imunidade às mudanças da tensão da rede. O inconveniente principal de usar reatores eletrônicos orientados a lâmpadas HID consiste na possibilidade de se provocar ressonâncias acústicas (AR) (Yan *et al.*, 2001). A ressonância acústica é um fenômeno que produz a geração de ondas instáveis de pressão no plasma, tendo por resultado a flutuação do arco no interior do bulbo que, por sua vez, pode causar cintilação luminosa ou mesmo a extinção do arco (de Groot & van Vliet, 1986; Dalla Costa *et al.*, 2007a). Trabalhos científicos recentes indicam que a melhor solução para evitar o problema de AR é fornecer à lâmpada uma corrente de onda quadrada de baixa frequência (LFSW), porque a potência instantânea teórica desta forma de onda é constante, o que evita a AR (Dalla Costa *et al.*, 2007b; Shen *et al.*, 2003).

Este artigo é focalizado nas lâmpadas MH de baixa potência (Marques *et al.*, 2007), que são particularmente sensíveis ao efeito da AR. Por este motivo, será considerado o uso de um reator eletrônico LFSW.

Reatores LFSW convencionais, entretanto, apresentam uma relativa complexidade, pois empregam três etapas conversoras, que executam as tarefas de: 1) correção do fator de potência (PFC), 2) controle de potência, e 3) conversão CC-CA (inversão); resultando em uma alternativa dispendiosa. Por isso, muita pesquisa tem sido desenvolvida no sentido de integrar estes estágios (Shen *et al.*, 2003; Có *et al.*, 2003; Dalla Costa *et al.*, 2005; Li *et al.*, 2004; Yang *et al.*, 2005; Wu *et al.*, 2005; Zobaa, 2006; Bhat & Venkatraman, 2005; Marchesan *et al.*, 2007), o que geralmente resulta em circuitos complexos apresentando esforços significativos de tensão ou corrente nos interruptores compartilhados. Além disso, o comportamento da lâmpada MH também aumenta a complexidade do circuito de controle, uma vez que estas lâmpadas têm diferentes fases operacionais, que podem ser classificadas em:

Partida da Lâmpada - a lâmpada apresenta elevada impedância antes da ignição, e um pulso de aproximadamente 3 kV é necessário para promover a ignição de uma lâmpada fria (quando quente, seria necessário um pulso de cerca de 30 kV);

Aquecimento da Lâmpada - o processo de aquecimento leva desde dezenas de segundos até minutos, quando a lâmpada

apresenta uma pequena impedância inicial, que aumenta enquanto a lâmpada é aquecida. Esta fase deve ser a mais curta possível, a fim de evitar o efeito prejudicial da corrente de partida (*glow current*);

Regime Permanente - após o aquecimento da lâmpada, atinge-se o estado estacionário, e algum parâmetro (e.g. potência da lâmpada ou corrente) deve ser controlado.

Sabe-se que muitos reatores convencionais, em especial os eletromagnéticos, não promovem qualquer ajuste de desempenho no sentido de compensar as variações do comportamento da lâmpada, preservar a sua vida útil e garantir a qualidade de iluminação enquanto a unidade estiver sendo empregada. Entretanto, não é difícil concluir que a incorporação destas funcionalidades torna-se fundamental quando se deseja maximizar o investimento realizado ou garantir um nível de iluminação mais homogêneo ao longo da vida útil do produto.

Devido à complexidade do circuito de controle destinado a implantar tais funções, o emprego de um sistema baseado em microcontrolador é recomendado, já que confere diversas vantagens se comparado aos métodos analógicos tradicionais. Microcontroladores têm sido usados em propósitos similares, conforme reporta a literatura técnica recente (Lee & Cho, 2003). Além disso, um sistema controlado digitalmente apresenta confiabilidade elevada e maior flexibilidade. Imunidade a ruído, tolerância a fatores ambientais, possibilidade de mudar o esquema do controle sem modificar o circuito e o custo baixo são outras características atrativas dos controladores digitais (Kutluay *et al.*, 2006; Buso *et al.*, 1998; Feng *et al.*, 2006).

Neste artigo, a seção II descreve a topologia do reator proposto, ao passo que a seção III define os estágios de operação do reator e as exigências do circuito de controle. Na sequência, a seção IV apresenta a descrição do circuito de controle e a seção V mostra os resultados experimentais. Por fim, as conclusões do trabalho são apresentadas na seção VI.

2 O REATOR PROPOSTO

A Figura 1 mostra a topologia do reator empregada neste trabalho, que foi apresentado originalmente em Dalla Costa *et al.* (2005). Este circuito é obtido pela integração de um conversor (ou pré-regulador) *buck*, que controla o fator de potência, com um conversor *flyback* que, por sua vez, controla a potência na lâmpada, evitando esforços adicionais de corrente no interruptor principal. O indutor do conversor *flyback* inclui dois enrolamentos secundários que comutam complementarmente em baixa frequência, a fim de fornecer à lâmpada uma corrente LFSW. Ambos os conversores operam no modo de condução descontínua (DCM) e compartilham o

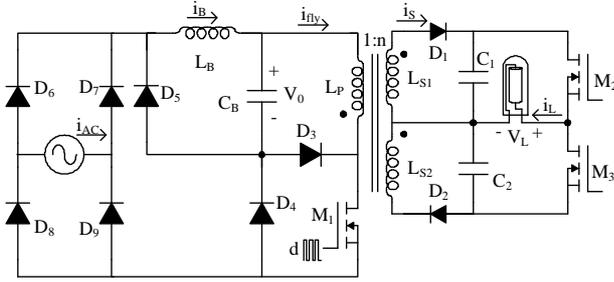


Figura 1: Reator proposto.

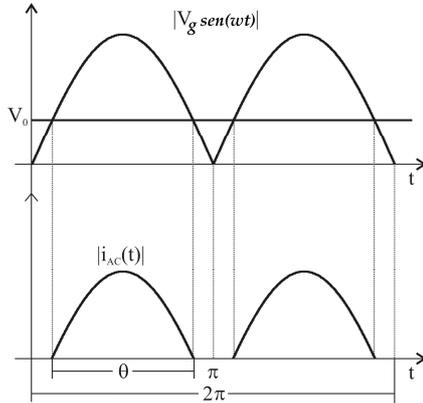


Figura 2: Formas de onda teóricas do conversor *buck*. (a) Tensão de linha retificada e tensão em CB; (b) Corrente na saída do retificador.

mesmo interruptor (M_1). Os capacitores C_1 e C_2 são empregados para filtrar a componente alternada da corrente na lâmpada. As características adicionais deste circuito são detalhadas em Dalla Costa *et al.* (2005). O princípio da aplicação do conversor *buck* na melhoria do fator de potência de pré-reguladores encontra-se bem detalhado em Alonso *et al.*, 2004 e pode ser ilustrado pelas formas de onda apresentadas na Figura 2, que mostram a tensão de linha retificada ($|V_g \text{sen}(\omega t)|$), a tensão da saída do conversor *buck* (V_o), e a corrente de linha filtrada ($|i_{AC}(t)|$).

Como pode ser visto, o conversor *buck* comporta-se como uma carga resistiva do ponto de vista da rede quando a tensão de linha instantânea é mais elevada do que a tensão da saída do conversor *buck*, V_o . Conseqüentemente, o valor de V_o deve ser projetado a fim de limitar as componentes harmônicas de i_{AC} de acordo com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 (classe C). Para tal, deve-se garantir um ângulo mínimo de condução de 130° (i. e., $\theta > 130^\circ$), de acordo com Alonso *et al.*, 2004. Assim, os componentes do conversor *buck*, L_B e C_B , devem ser calculados a fim de impor $V_o < 137\text{V}$, o que significa $\theta > 130^\circ$.

Isto pode ser alcançado a partir da expressão (1), que permite

definir a resistência equivalente do conversor *buck* (R_S) para uma tensão de saída (V_o).

$$\frac{V_g^2}{2 R_S V_o} \left[1 - \frac{2}{\pi} \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_o}{V_g} \right) \right] - \frac{1}{\pi R_S} \sqrt{V_g^2 - V_o^2} - \frac{V_o}{R_{fly}} = 0. \quad (1)$$

em que V_g é a tensão de pico da rede, R_S a resistência

equivalente de saída do conversor, e R_{fly} a resistência equivalente de carga do conversor *flyback*, que são definidas em (2) e (3), respectivamente.

$$R_S = \frac{2 L_B f_s}{d^2}. \quad (2)$$

$$R_{fly} = \frac{2 L_P f_s}{d^2}. \quad (3)$$

em que L_B é a indutância *buck*, L_P a indutância do enrolamento primário do conversor *flyback*, f_s é a frequência de comutação, e d a razão cíclica.

O comportamento do conversor *flyback*, que trabalha no modo descontínuo e é alimentado por uma tensão CC, V_o , também é bem conhecido na literatura, e seu projeto completo pode ser encontrado em Alonso *et al.* (1997). Este conversor trabalha como uma fonte de corrente, e um único inversor de meia-ponte (M_2 e M_3) é responsável por comutar, em baixa frequência ($f_{BF} = 100$ hertz), os enrolamentos secundários do conversor. Os capacitores C_1 e C_2 , de baixa capacitância, são empregados para filtrar a ondulação de corrente que é imposta pela operação DCM do conversor *flyback*.

O valor crítico da razão cíclica, d_{crit} , que define o limite entre a operação DCM e a operação contínua (CCM), é definido em (4). A corrente média da lâmpada, I_L , é expressa por (5). Os componentes do reator foram projetados de acordo com Dalla Costa *et al.*, 2005, para $V_o = 100\text{V}$, e seus valores são apresentados na Tabela I.

$$d_{crit} = \frac{1}{1 + \frac{n \cdot V_o}{\sqrt{L}}}. \quad (4)$$

$$I_{S_avg} = \frac{V_o^2 d^2 T_S}{2 V_L L_P}. \quad (5)$$

Em que T_S é o período de chaveamento, n é a relação de espiras do conversor *flyback* ($n = \sqrt{L_S / L_P}$), e V_L é a tensão eficaz da lâmpada.

3 EXIGÊNCIAS NA OPERAÇÃO DA LÂMPADA

O comportamento do reator proposto, considerando a lâmpada como uma resistência ideal, é bastante simples e requer uma metodologia de controle muito trivial. Entretanto, as lâmpadas MH têm exigências de operação especiais durante a partida, aquecimento e mesmo em regime, que devem ser levadas em consideração no projeto do sistema de controle.

Tabela 1: Parâmetros do Reator Eletrônico.

Parâmetro	Valor
Rede	230Vrms, 50Hz
$D_1 - D_9$	MUR160
$M_1 - M_3$	BUK456
L_B	434 μ H (núcleo EF25)
C_B	220 μ F/200V
L_P, L_{S1}, L_{S2}	180, 315, 315 μ H (núcleo EF25)
C_1, C_2	220nF/500V
Lâmpada	Philips CDM-T35W
V_L, I_L, R_L	90V; 0,42A; 215 Ω
f_S, T_S	85kHz, 11.75 μ s
f_{BF}	100Hz

3.1 Partida da Lâmpada

A partida da lâmpada consiste em três fases: colapso dos gases, ionização inicial e estabelecimento do arco. Uma alta tensão de ignição é necessária para fornecer o colapso elétrico dos gases no interior do bulbo. Esta tensão é da ordem de 3 kV com lâmpada fria. Geralmente, o colapso dos gases faz com que uma descarga inicial ocorra, sendo que a duração deve ser minimizada a fim aumentar a vida útil da lâmpada. O fim do processo de partida ocorre com a transição da ionização inicial para o estabelecimento definitivo do arco, quando a alta tensão e os baixos valores de corrente dão lugar a uma baixa tensão e valores de correntes mais altos (descarga termiônica), devido à ionização contínua.

3.2 Aquecimento

Nesta fase, as contínuas colisões de elétrons mantêm a temperatura do arco em elevação, o que vaporiza os elementos metálicos e aumentam a pressão no interior do bulbo. Du-

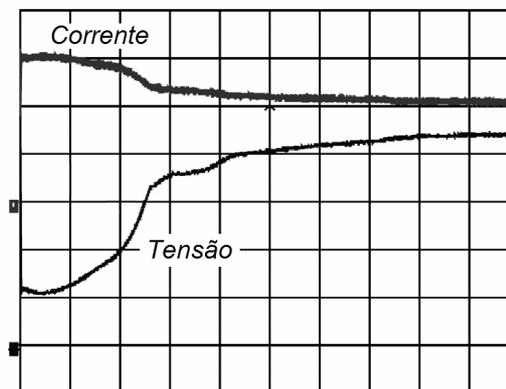


Figura 3: Processo de aquecimento da lâmpada (20s/div). Em cima: corrente eficaz (0,2A/div); em baixo: tensão eficaz terminal (20V/div)

rante este estágio, que pode durar desde dezenas de segundos até alguns minutos, a tensão da lâmpada aumenta e a corrente da lâmpada deve ser limitada a um valor apropriado. A Figura 3 mostra a evolução típica da tensão e da corrente na lâmpada nesta fase. Finalmente, quando o arco definitivo de alta pressão é estabelecido, a temperatura e o brilho na lâmpada alcançam seus valores nominais.

Durante a vida útil da lâmpada, sua tensão terminal aumenta e ocorre uma redução do nível de iluminação. Estes fatores devem ser levados em conta a fim de se definir a estratégia de controle. Além disso, o comportamento dinâmico da lâmpada deve ser considerado para projetar o controle em malha fechada. Um modelo dinâmico satisfatório da lâmpada é dado por uma função de transferência com um pólo e um zero de acordo com Deng & Æuk (1997):

$$z_L(s) = \frac{v_L(s)}{i_L(s)} = k \frac{s+z}{s+p}, \quad (6)$$

em que $v_L(s)$ e $i_L(s)$ são as transformadas de Laplace da tensão e corrente na lâmpada, respectivamente. Este modelo será usado em associação ao modelo de pequenos sinais do conversor a fim de se programar um controlador digital adequado, por meio do software interno do microcontrolador.

4 A ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

Esta seção descreve a estratégia de controle proposta que deverá ser executada pelo microcontrolador. O microcontrolador PIC16F684, de baixo custo, é suficiente para suprir as exigências impostas pela operação da lâmpada. A Figura 4 mostra o circuito esquemático do reator eletrônico proposto

incluindo os sensores e os circuitos integrados dedicados ao controle e disparo do inversor em meia-ponete. O circuito de ignição é baseado em um dispositivo centelhador (SG) que aplica os pulsos de ignição quando a lâmpada está desligada. O capacitor C_{ign} é carregado através de R_{ign} até que a

tensão de limiar do centelhador (250 - 300V) seja atingida. Em seguida, esta tensão é aplicada nos terminais do enrolamento primário do transformador e elevada de acordo com a relação de transformação $n_{ign} = 15$. O monitoramento dos principais

parâmetros do circuito é realizado por meio dos sensores resistivos: a tensão de barramento, V_{BUS} , através de um divisor de tensão dado por R_{B1} e por R_{B2} ; a corrente da lâmpada, i_L , por uma resistência R_{iL} em série com M_3 ; e a corrente principal do interruptor pela resistência série R_{iLim} . Conseqüentemente, como todas as medidas são referenciadas ao terra do circuito, nenhum dispositivo de isolamento é necessário. Os interruptores M_2 e M_3 são acionados por meio de um circuito integrado convencional, IR2111, controlado por uma porta de saída do microcontrolador. As subseções seguintes descrevem sistematicamente a estratégia de controle.

4.1 Partida da Lâmpada

Antes da partida da lâmpada o conversor *flyback* opera como se estivesse sem carga. Neste caso, a tensão de saída deste conversor, V_{BUS} ($V_{BUS} = V_{C1} + V_{C2}$) começa a crescer.

Nesta etapa, o microcontrolador controla a razão cíclica de M_1 (d) a fim de limitar V_{BUS} abaixo da tensão de ruptura dos interruptores M_2 e M_3 (que é de 800V). Então, o circuito centelhador aplica o pulso de ignição nos terminais da lâmpada e, se a lâmpada parte em definitivo, V_{BUS} cai rapidamente. Quando o microcontrolador detecta esta queda da tensão, ele determina um aumento da razão cíclica, a fim de manter a descarga e aquecer a lâmpada tão rapidamente quanto possível. Se o processo de ignição falhar e V_{BUS} aumentar outra vez, o microcontrolador retorna d ao valor mínimo, e um contador de falha (F) é incrementado.

Definiu-se que quando este contador de falha alcança um valor igual a 10, o conversor deve esperar 5 minutos antes de reiniciar o processo, a fim de permitir um resfriamento natural da lâmpada (o reator descrito neste trabalho não foi projetado para propiciar a ignição de uma lâmpada quente). Caso se estabeleça esta condição de espera, um outro contador (G) é incrementado para gravar o evento. Se G alcançar um valor igual a 5, o processo de partida é interrompido e um LED indicador é aceso para avisar sobre a necessidade de substituição da lâmpada. Estes valores foram definidos empiricamente, pela observação da operação típica de reatores pro-

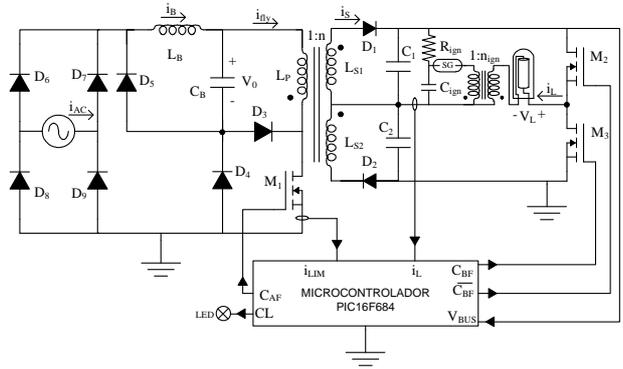


Figura 4: Esquemático do reator implementado, incluindo sensores e CIs dedicados.

jetados para acionar lâmpadas HID, já que não há nenhuma norma aplicável atualmente sobre isso. Não obstante, já que todo o controle é feito usando um microcontrolador, seria muito fácil reajustar estes valores a fim de se atender a outras exigências.

4.2 Processo de Aquecimento

Uma vez que a lâmpada passa pela transição da ionização inicial ao arco, sua tensão atinge o valor mínimo (em torno de 20V). Neste estado, o microcontrolador deve estabelecer a razão cíclica d a fim de manter a operação DCM do conversor *flyback*, como determinado em (4). Esta fase termina quando a tensão da lâmpada alcança seu valor nominal (acima de 80 V). Além disso, se a lâmpada desligasse durante esta fase, o microcontrolador esperaria 5 minutos para reiniciar o processo e incrementaria o contador G. A operação durante o processo de partida e de aquecimento é muito instável, o que resulta no desligamento da lâmpada muito facilmente. Conseqüentemente, a fim de melhorar a estabilidade nestas fases, a comutação em baixa frequência dos interruptores M_2 e M_3 não é habilitada, sendo que somente um deles está em condução. Ou seja, nas etapas de partida e aquecimento, a lâmpada é acionada em corrente contínua. A cada novo processo de partida, o interruptor ligado alternará entre M_2 e M_3 , a fim de garantir o desgaste homogêneo dos elétrodos da lâmpada. O microcontrolador escolhe o interruptor a ser ligado após verificar o contador H, que é armazenado em sua memória não-volátil.

4.3 Operação em Regime

A comutação em baixa frequência de M_2 e M_3 é ativada nesta fase. A estratégia proposta permite controlar a corrente da lâmpada (i_L) e/ou a potência na lâmpada, uma vez que a tensão da lâmpada é medida indiretamente através de V_{BUS} . Foi selecionado um algoritmo de controle de corrente

porque, neste caso, o fluxo luminoso da lâmpada pode ser mantido mais constante durante sua vida útil (Dalla Costa *et al.*, 2006). O sistema lâmpada-reator foi modelado dinamicamente de acordo com Alonso *et al.* (2007), considerando o efeito da indutância magnetizante do transformador do dispositivo de ignição, o que resulta na seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{A}{B} \quad \text{sendo que}$$

$$A = 2,454s + 26240 \quad \text{e} \quad (7)$$

$$B = 9,9 \cdot 10^{-9}s^3 + 1,387 \cdot 10^{-4}s^2 + 1,612s + 9654,$$

que relaciona a corrente da lâmpada com a razão cíclica do interruptor M_1 . O diagrama de blocos do sistema de controle é mostrado na Figura 5, onde $G_R(z)$ é a função de transferência do controlador digital, $G(s)$ representa a função de transferência do reator e lâmpada, e $H(s)$ corresponde ao ganho de realimentação do sensor de corrente da lâmpada.

O tempo de amostragem de medição da corrente da lâmpada foi escolhido igual a 10 ms, que corresponde ao período de acionamento em baixa frequência. Esta escolha pode ser considerada aceitável para este tipo de aplicação. A função de transferência do controlador PI proposto é:

$$R(s) = \frac{d(s)}{e(s)} = \frac{G_a}{s}, \quad (8)$$

em que G_a é o ganho escalar e $e(s)$ a transformada do erro.

A Figura 6 mostra as características do sistema de malha fechada para $G_a=12,5$. A margem de fase é próxima de 90° , o que assegura um comportamento estável do sistema. O tempo de resposta é de aproximadamente 100ms. Este tempo de resposta pode ser considerado adequado porque a dinâmica do sistema é bastante lenta, da ordem de dezenas de segundos a minutos. Ou seja, um tempo de acomodação de 100ms não interfere na luminosidade perceptível da lâmpada, nem em sua temperatura.

A discretização do regulador é representada na equação (9), enquanto a equação de diferença é descrita em (10) e a correspondente para $G_a = 12,5$ é indicada em (11).

$$R(z) = \frac{d(z)}{e(z)} = \frac{A \cdot T_m}{z - 1} = \frac{A \cdot T_m \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (9)$$

$$D_k = D_{k-1} + A \cdot T_m \cdot \varepsilon_{k-1}. \quad (10)$$

$$D_k = D_{k-1} + \frac{1}{8}\varepsilon_{k-1}. \quad (11)$$

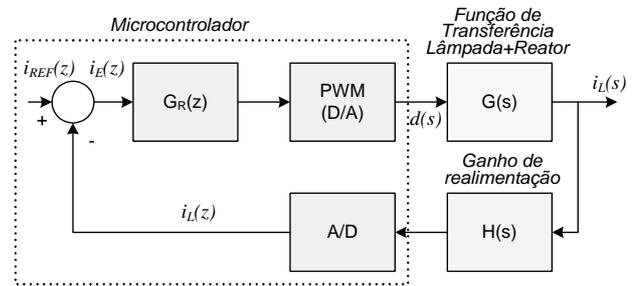


Figura 5: Diagrama de blocos do sistema de controle.

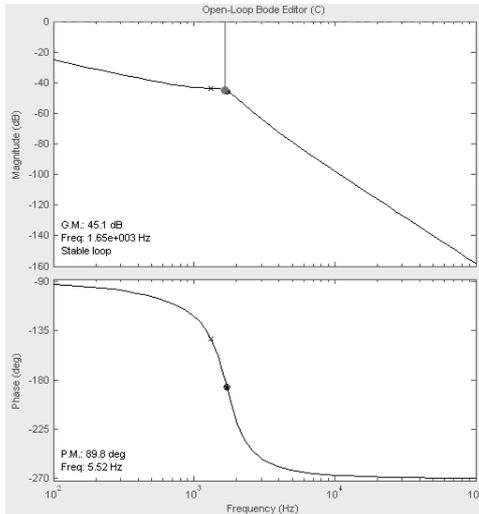
Em que $e(z)$ é a função de transferência digital do erro, T_m é o tempo de amostragem e ε_{k-1} o erro discretizado.

O controlador digital foi simulado usando a ferramenta Simulink do Matlab, conforme ilustra a Figura 7(a). Por outro lado, a Figura 7(b) mostra os resultados da simulação, onde as respostas ao degrau e a uma perturbação podem ser verificadas. Para o primeiro caso, pode-se observar que a saída segue perfeitamente a referência com erro nulo, com um tempo de resposta de aproximadamente 100ms (similar a um controlador analógico). Quanto à perturbação programada em 200ms, pode-se observar que o controlador também compensa o erro em 100ms. Como já mencionado, se a lâmpada desligar durante esta fase, o microcontrolador esperará 5 minutos para reiniciar o processo e incrementar o contador G.

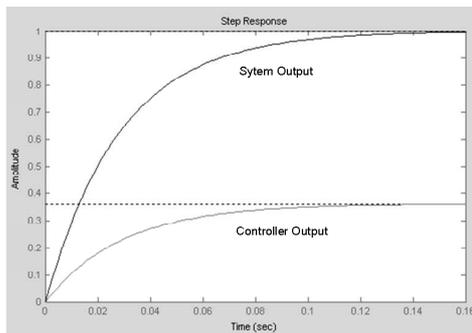
4.4 Proteções

Além das funções de controle básico descritas previamente, o microcontrolador deve oferecer algumas proteções cruciais para assegurar um comportamento confiável do reator, que são descritas a seguir.

1. **Proteção Contra Falha de Partida, Lâmpada Danificada ou Ausência de Lâmpada:** Se a lâmpada desligar durante algumas das fases de operação do reator, a tensão de saída começa a elevar-se, podendo alcançar níveis perigosos para os componentes do sistema. Conseqüentemente, duas proteções diferentes foram executadas durante as rotinas de medida de V_{BUS} e de i_L . Se o microcontrolador detectar que a tensão de barramento superou 750V, ou se a corrente da lâmpada for mais baixa do que um valor mínimo, o sinal PWM é desligado, e o controle esperará 5 minutos antes de tentar um processo de partida novamente.
2. **Proteções de Sobrecorrente:** Os MOSFETs M_1 , M_2 e M_3 devem ser protegidos contra sobrecorrente. Os interruptores de baixa frequência, M_2 e M_3 , já têm uma proteção inerente contra sobrecorrente devido ao mo-



(a)



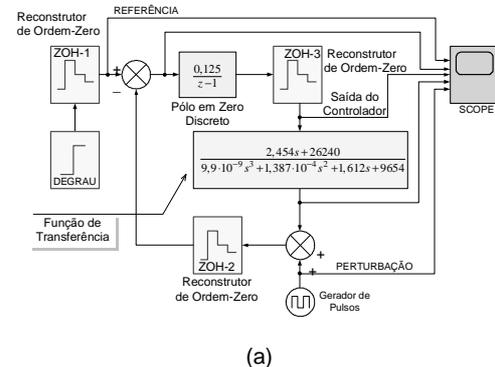
(b)

Figura 6: Característica do sistema de controle em malha fechada considerando $G_a=12,5$: a) Diagramas de Bode e b) Resposta ao degrau.

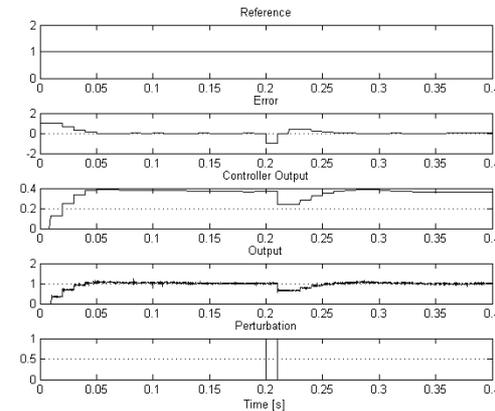
monitoramento da corrente da lâmpada, i_L , uma vez que estes interruptores estão em série com a lâmpada.

Já a proteção de sobrecorrente de M_1 é executada por meio de um pedido da interrupção do microcontrolador. Se algumas destas proteções forem ativadas, o sinal de PWM será desligado, e o microcontrolador espera 5 minutos antes de tentar um processo de partida novo.

As variáveis de entrada e saída e alguns sinais de monitoramento e proteção podem ser vistos na Figura 4. C_{AF} é o sinal do gerador PWM; C_{BF} e seu nível lógico invertido são os sinais de acionamento em baixa frequência; i_L é o sinal de monitoramento da corrente da lâmpada; V_{BUS} é a tensão de barramento, que corresponde a duas vezes a tensão da lâmpada; C_L aciona um LED para indicar a necessidade de troca de lâmpada e i_{LIM} é um sinal de interrupção em caso de sobrecarga em M_1 .



(a)



(b)

Figura 7: Simulação do regulador digital. (a) Circuito Simulado; (b) Resultados de simulação.

A Figura 8 mostra o fluxograma da estratégia de controle proposta, que resume as fases de operação do reator eletrônico. A Figura 9 mostra a operação teórica de partida sem falha de uma lâmpada, que pode ser descrita em quatro estágios diferentes, tomando-se como base as informações do fluxograma da Figura 8:

Estágio I) a lâmpada está desligada e então o microcontrolador aplica uma razão cíclica mínima, a fim de manter a tensão do barramento em torno de 700V. Conseqüentemente, o capacitor C_{ign} se carregará até a tensão de limiar do centelhador. Quando o centelhador conduz, um pulso de ignição é aplicado à lâmpada e a tensão do barramento cai rapidamente.

Estágio II) quando o microcontrolador detecta que a tensão do barramento cai abaixo de 400 V ele comanda um aumento na razão cíclica de M_1 , fazendo $d = d_{WARM}$, a fim de manter a corrente da lâmpada e reduzir o tempo de ionização inicial. Esta fase continua até que o reator atinja o modo crítico de condução, quando a lâmpada apresentará sua tensão mínima, V_{Lmin} .

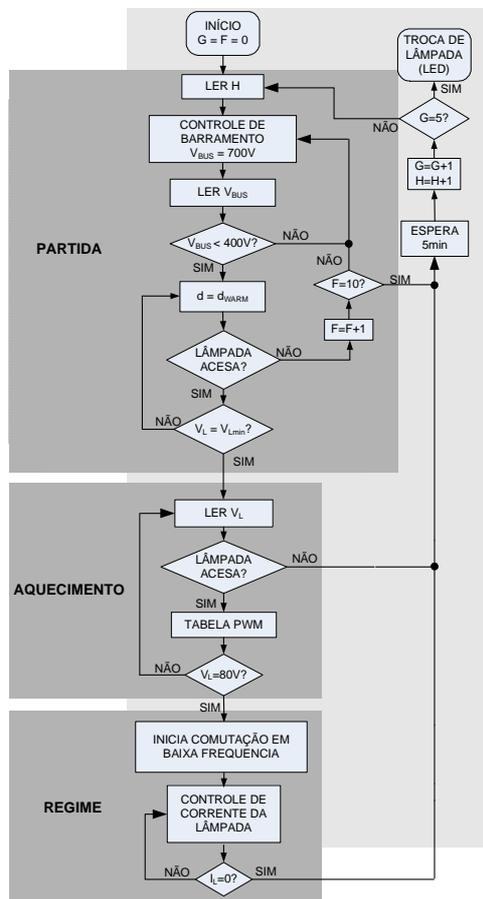


Figura 8: Fluxograma que resume a estratégia de controle proposta.

Estágio III) quando a tensão da lâmpada cai abaixo de um valor mínimo, o microcontrolador controla a razão cíclica usando uma tabela armazenada em sua memória interna que relaciona a largura de pulso com a tensão de barramento. Isto faz com que a lâmpada se aqueça com uma energia máxima, o que aumenta sua vida útil, garantindo a operação DCM do conversor *flyback*.

Estágio IV) quando a tensão da lâmpada alcança seu valor nominal (que varia de 80 a 100 V), o microcontrolador dá início ao acionamento em baixa frequência dos interruptores M_2 e M_3 , e passa a controlar a corrente da lâmpada com base no controlador digital PI. Se o microcontrolador detectar, em alguns dos estágios, que a tensão da barramento alcança 750 V (por exemplo: se a lâmpada desligar), o sinal PWM é desativado. Neste caso, espera-se 5 minutos para reiniciar o processo de partida da lâmpada. Como já mencionado, este limite da tensão é selecionado porque os transistores M_2 e M_3 possuem uma tensão nominal de 800V.

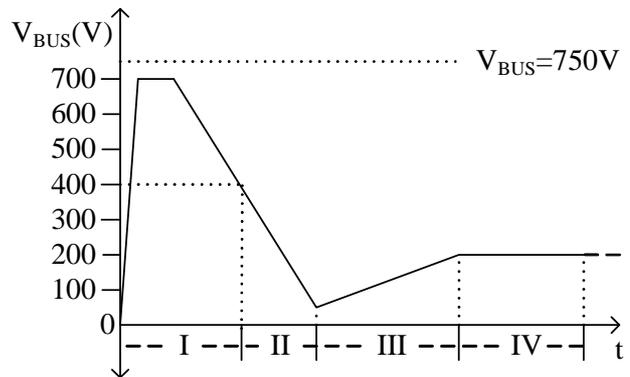


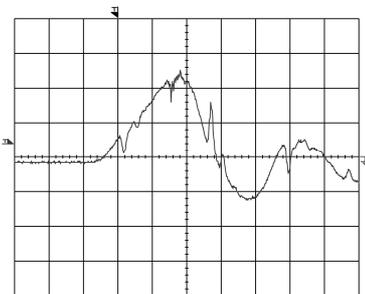
Figura 9: Etapas teóricas de partida da lâmpada.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

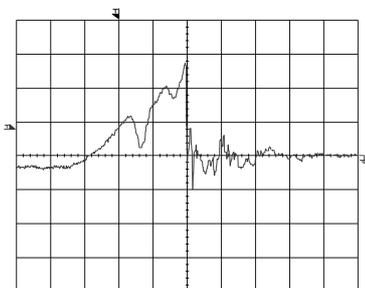
Esta seção apresenta os resultados experimentais do circuito proposto, a fim ilustrar a estratégia de controle executada pelo microcontrolador. A Figura 10 mostra os pulsos de tensão de ignição aplicados à lâmpada quando o centelhador conduz para as condições de: (a) sem lâmpada, e (b) com lâmpada. Como pode ser observado, o pulso na ausência de lâmpada alcança mais de 4 kV e tem uma duração superior a $1\mu s$, o que atende às normas. Como pode ser visto na Figura 10(b), que descreve a condição com lâmpada, quando a tensão aplicada atinge o valor de ignição, a tensão na lâmpada reduz-se drasticamente, caracterizando assim um processo de partida bem-sucedido.

A Figura 11 mostra um detalhe do processo de partida. Quando o pulso da ignição é aplicado à lâmpada, a tensão de barramento diminui abaixo de 400V, e a razão cíclica é aumentada de aproximadamente 10 a 20%. Este procedimento é muito importante para manter a lâmpada ligada e para assegurar um rápido aquecimento da lâmpada. O processo de aquecimento completo é mostrado na Figura 12, que destaca as alterações na razão cíclica (mediante consulta à tabela armazenada na memória do microcontrolador). Pode-se observar que, pela atuação do sistema de controle, a corrente da lâmpada não atinge valores excessivos durante a fase de aquecimento, apresentando um valor similar àquele observado no estado permanente. Este comportamento implica na conclusão da etapa de aquecimento em menos de 3 minutos, o que assegura uma vida longa à lâmpada, evitando uma degradação excessiva de seus elétrodos.

A Figura 13 mostra a tensão e corrente de linha, denotando o fator de potência elevado, que é de aproximadamente 0,96. As componentes harmônicas cumprem as exigências da norma IEC61000-3-2. Tal conclusão está claramente fundamentada na Tabela II, que informa a amplitude das componentes harmônicas da corrente de linha, seu valor relativo à fundamental e os limites da norma.



(a) Lâmpada ausente (2000V/div; 500ns/div).



(b) Lâmpada presente (1000V/div; 200ns/div).

Figura 10: Pulsos de ignição gerados pelo reator proposto.

A Figura 14 mostra as formas de onda quadradas de baixa frequência de tensão e corrente na lâmpada. Não se observou qualquer comportamento instável devido a ressonâncias acústicas. Apesar de se poder observar alguns picos discretos de tensão sobre a lâmpada (devido à indutância de magnetização do transformador *flyback*), percebe-se que eles não aparecem na corrente correspondente, o que garante um fator de crista muito baixo preservando-se, assim, a vida útil da unidade.

A Figura 15 mostra a resposta em malha-fechada da corrente da lâmpada para um ensaio de perturbação na tensão de entrada. Pode-se observar como a corrente da lâmpada é regulada em aproximadamente 80ms, que é o tempo de resposta previsto do regulador projetado.

A eficiência total medida do circuito é de aproximadamente 90%. Contudo, uma avaliação mais detalhada sobre este ponto pode ser realizada admitindo-se uma variação de tensão de entrada de +/-20% em torno da tensão nominal, de 230Vrms. No caso da tensão máxima de entrada, a eficiência observada foi de 91,2%, ao passo que para a tensão mínima, mediu-se 88,4%. Este desempenho só é alcançado em função da integração de estágios promovida pela topologia proposta, o que garante um nível reduzido de perdas de comutação e condução.

Tabela 2: Comportamento Harmônico da Corrente de Linha.

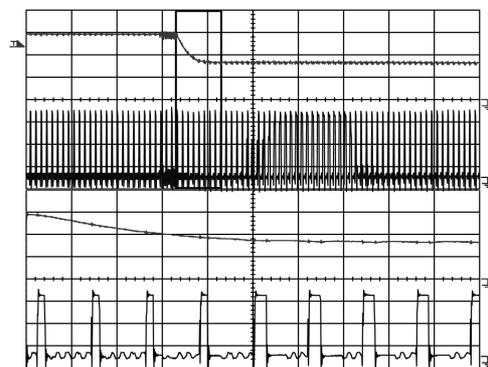


Figura 11: Em cima: VBUS e pulsos de alta frequência (200V/div; 5V/div; and 100µs/div). Em baixo: zoom com 10µs/div.

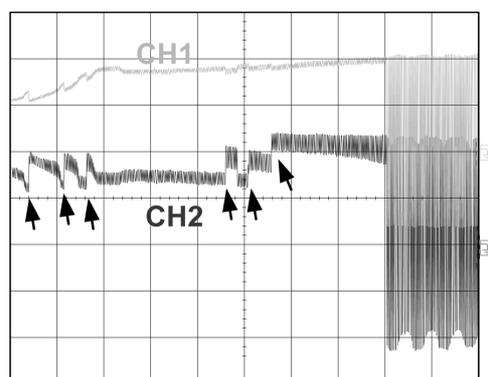


Figura 12: Processo de aquecimento completo: tensão na lâmpada (CH1) e corrente (CH2) (50V/div; 200mA/div; 20µs/div).

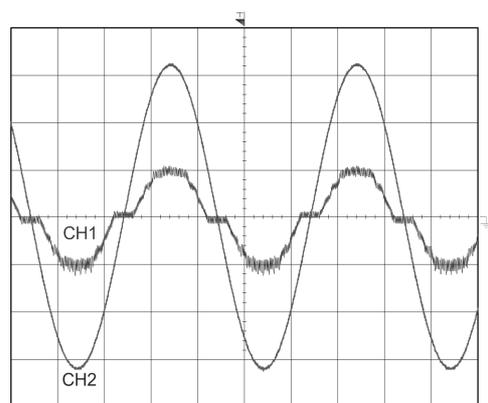


Figura 13: Tensão (CH2) e corrente de linha (CH1) (100V/div; 0,5A/div; 5ms/div).

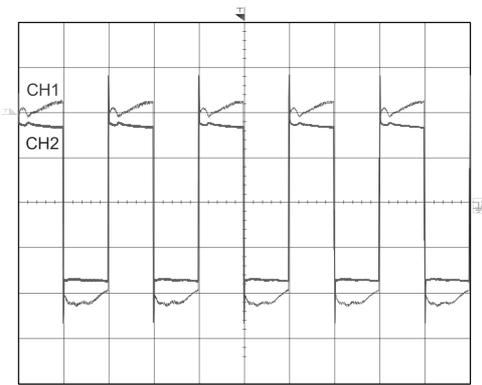


Figura 14: Tensão (CH2) e corrente na lâmpada (CH1) (50V/div; 0,2A/div; 5ms/div).

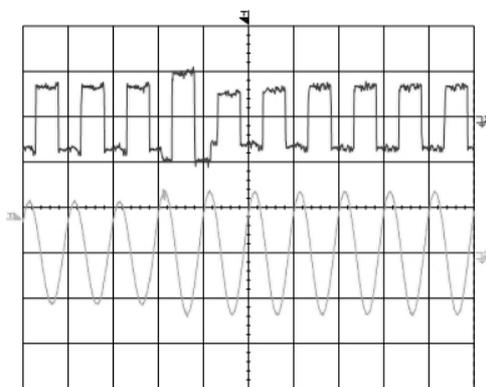


Figura 15: Resposta a perturbação na tensão de entrada: Em cima: corrente na lâmpada (0,5A/div, 20ms/div), Em baixo: tensão de linha (250V/div, 20ms/div).

6 CONCLUSÕES

Este artigo descreveu os detalhes de uma estratégia de controle digital, baseada em microcontrolador, aplicada a um reator eletrônico de elevado fator de potência. Tal reator foi projetado para acionar uma lâmpada de vapor metálico e emprega a técnica de integração de estágios. A topologia do conversor estático integra um estágio pré-regulador *buck* (que opera no modo descontinuo e corrige o fator de potência do reator) com um conversor *flyback* (que fornece potência à lâmpada em baixa frequência). O microcontrolador garantiu flexibilidade na partida da lâmpada MH, um adequado processo de aquecimento, condições de operação segura em estado permanente e respectivas proteções; que são tarefas relativamente complexas.

Um microcontrolador PIC 16F684 foi empregado para executar as tarefas de controle do sistema. A partida da lâmpada foi obtida por meio de um dispositivo centelhador (spark-gap) que gera os pulsos de ignição somente quando a lâm-

Tabela 2: Comportamento Harmônico da Corrente de Linha.

Ordem Harmônica	Valor Eficaz (mA)	Valor Relativo à Fundamental (%)	Norma (%)
2	0	0	2
3	25	14,12	30x0,96 = 28,8
5	15	8,47	10
7	5	2,82	7
9	3	1,69	5
11	1	0,56	3
13	4	2,26	3
15	2	1,13	3
17	1	0,56	3
19	3	1,69	3
21	1	0,56	3
23	3	1,69	3
25	1	0,56	3
27	1	0,56	3
29	0	0	3
31	1	0,56	3
33	0	0	3
35	0	0	3
37	1	0,56	3
39	0	0	3

pada está desligada. Isto ocorre porque, quando o arco na lâmpada se estabelece, a condução do centelhador não é mais possível, devido à diminuição de V_{BUS} . A fim de controlar a lâmpada no estado permanente, um controlador digital PI foi executado por software, mantendo a corrente da lâmpada constante durante sua vida útil.

O reator proposto apresentou fator de potência elevado, condições factíveis de implementação, eficiência elevada e confiabilidade. Adicionalmente, o algoritmo de controle proposto pode ser empregado em outras topologias eletrônicas de reatores, bem como adaptado a outras lâmpadas de descarga de alta intensidade (HID).

7 AGRADECIMENTOS

Os autores desejam agradecer à CAPES e ao Ministério de Educação e Ciência da Espanha (Projeto DPI-2003-00308) que apoiaram a realização deste trabalho através da conces-

são de bolsas de estudo a dois autores (Henrique A. C. Braga e Marco Dalla Costa, respectivamente).

REFERÊNCIAS

- Alonso, J. M.; Calleja, A. J.; Ribas, J.; Corominas, E. L. & Rico-Secades, M. (2004). Analysis and Design of a Novel Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Integrated *Buck* Half-Bridge Resonant Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, 550-559.
- Alonso, J. M.; Villegas, P. J. ; Díaz, J.; Blanco, C. & Rico-Secades, M. (1997). A Microcontroller-Based Emergency Ballast for Fluorescent Lamps. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, 207-217.
- Alonso, J. M.; Dalla Costa, M. A.; Cardesín, J.; Martín-Ramos, J. A. & García-García, J. (2007). Small-Signal Modeling of Discharge Lamps through Step Response and its Application to Low-frequency Square-Waveform Electronic Ballasts. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, 744-752.
- Bhat, A. K. & Venkatraman, R. (2005). A Soft-Switched Full-Bridge Single-Stage AC-to-DC Converter With Low-Line-Current Harmonic Distortion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, 1109-1116.
- Buso, S., Mattavelli, P., Rossetto, L. & Spiazzi, G. (1998). Simple Digital Control Improving Dynamic Performance of Power Factor Preregulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no.5, 814-823.
- Có, M. A.; Brumatti, M.; Simonetti, D. S. L. & Vieira, J. L. F. (2003). Single Stage Electronic Ballast for HID Lamps. *Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference (IAS '03)*, vol. 1, 339-344.
- Dalla Costa, M. A.; Alonso, J. M.; García, J. & Cardesín, J. (2006). Analysis, Design and Experimentation of a Closed-Loop Metal Halide Lamp Electronic Ballast. *Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference (IAS'06)*, vol. 3, 1384-1390.
- Dalla Costa, M. A.; Alonso, J. M.; García, J., Cardesín, J. & Rico-Secades, M. (2005). A Novel Low-Cost Electronic Ballast to Supply Metal Halide Lamps. *40th IEEE IAS Annual Meeting (IAS'05)*, vol. 2, Kowloon, Hong Kong, 1198-1204.
- Dalla Costa, M. A.; Alonso, J. M.; García, J., Cardesín, J. & Rico-Secades, M. (2007). Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal Halide Lamps under Low-Frequency Square-Waveform Operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, 735- 743.
- Dalla Costa, M. A.; Alonso, J. M.; Ribas, J., Cardesín, J. & García, J. (2007). Acoustic-Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps. *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 35, no. 1, 43-58.
- de Groot, J. J. & van Vliet, J. A. J. M. (1986). *The High-Pressure Sodium Lamp*, Philips technical library. Mac-Millan Education, 1986.
- Deng, E. & Æuk, S. (1997). Negative Incremental Impedance and Stability of Fluorescent Lamps. *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC '97)*, Vancouver, Canada: pp. 1050-1056.
- Feng, Q.; Nelms, R. M. & Hung, J. Y. (2006). Posicast-Based Digital Control of the *Buck* Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, 759-767.
- Kutluay, K.; Çadirci, I.; Yafavi, A. & Çadirci, Y. (2006). Dual 8-b Micro-Controllers – Digital Control of Universal Telecommunication Power Supplies. *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 12, no 1, 59-67.
- Lee, K. C. & Cho, B. H. (2003). Design and Analysis of Automotive High Intensity Discharge Lamp Ballast Using Micro Controller Unit. *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 18, no. 6, 1356-1364.
- Li, H.; Shen, M. & Qian, Z. (2004). A Novel Low Frequency Electronic Ballast for HID Lamps, *Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference (IAS '04)*, vol.: 1, 3-7, 321-324.
- Marchesan, T. B.; Dalla Costa, M. A.; Alonso, J. M. & do Prado, R. N. (2007). Analysis and Design of Two Flyback-Based Integrated Converters for the Implementation of LFSW Electronic Ballasts. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2007, Anais eletrônicos em CD-ROM*, Blumenau-SC, 30 de setembro a 4 de outubro de 2007.
- Marques, L. S., Sá Jr.; E. M. & Perin, A. (2007). Topologic Study of Ballast Drives for a D2S-35W Lamp. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2007, Anais eletrônicos em CD-ROM*, Blumenau-SC, 30 de setembro a 4 de outubro de 2007.
- Shen, M.; Qian, Z. & Peng, F. Z. (2003). Design of a Two-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for HID Lamps. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, 424-430.
- Wu, T. F.; Hung, J. C.; Tseng, S. Y. & Chen, Y. M. (2005). A Single-Stage Fast Regulator with PFC based on an Asymmetrical Half-Bridge Topology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, 139-150.

- Yan, W.; Hui, S. Y. R. & Ho, Y. K. E. (2001). Stability Study and Control Methods for Small-Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, 1522-1530.
- Yang, Y.; Qian, Z. & Wu, X. (2005). A Novel Single-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for Low-Wattage HID Lamps. *Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC '05)*, vol. 1, 1048-1052.
- Zobaa, A. F. (2006). Maintaining a Good Power Factor and Saving Money for Industrial Loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, 710-711.