

CONTROLADOR DIGITAL PARA REATOR ELETRÔNICO BASEADO NA CONEXÃO DIFERENCIAL ENTRE CONVERSORES CC-CC PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO EM ALTA PRESSÃO

Diogo R. Vargas, Jacson Hansen, Victor P. Oberto,
André L. Kirsten, Tiago B. Marchesan e Marco A. Dalla Costa
GEDRE Inteligência em Iluminação, Universidade Federal de Santa Maria – UFSM
Santa Maria - RS
e-mail: vargas@gedre.ufsm.br

I. INTRODUÇÃO

Resumo - Este trabalho apresenta a modelagem, o projeto de controle e a implementação de um reator eletrônico microcontrolado, baseado na conexão diferencial entre conversores CC-CC, para lâmpadas de descarga de vapor de sódio em alta pressão. A topologia final do reator é caracterizada pela integração do estágio diferencial (composto por dois conversores do tipo *flyback*) a um conversor *buck-boost* usado como estágio de correção do fator de potência. Com base nos modelos obtidos através da modelagem por espaço de estados, realiza-se o projeto de duas malhas de controle: uma malha externa de potência e malha interna de corrente. Os controladores foram implementados digitalmente em um microcontrolador de baixo custo. Um protótipo de 70W alimentado por tensão eficaz de rede de 220V foi construído para comprovar a ideia proposta.

Palavras-Chave – Conexão Diferencial, Controle, Conversor Flyback, Lâmpada HPS, Reator.

DIGITAL CONTROL OF AN ELECTRONIC BALLAST BASED ON DIFFERENTIAL CONNECTION OF DC-DC CONVERTERS FOR HIGH PRESSURE SODIUM LAMPS

Abstract – This paper presents the modeling, control design and implementation of a microcontrolled electronic ballast to supply high pressure sodium lamps based on differential connection of DC-DC converters. The ballast topology is characterized by the integration of the differential stage, composed by two flyback converters (as power control stage), and a buck-boost converter (as power factor correction stage). Based on the obtained models through space state modeling technique, the control loops design (outer power loop and inner current loop) are done for the ballast circuit. Next, the implementation of the designed controller is accomplished with a low cost microcontroller. A 70 W prototype fed by 220V RMS line voltage was built to prove the proposed idea.

Keywords – Ballast, Control, Converter, Differential Connection, Flyback, HPS Lamp.

Lâmpadas de descarga de vapor de sódio em alta pressão (*High Pressure Sodium*, HPS) são amplamente utilizadas em sistemas de iluminação exterior, devido à sua elevada vida útil e alta relação lúmen por Watt (lm/W) [1]. Entretanto, são as lâmpadas que apresentam o maior decréscimo de eficiência luminosa com o envelhecimento, chegando a 50% desse valor ao final de 24 mil horas [2]. Dentre as características desse tipo de lâmpada, destacam-se duas que causam grande impacto no projeto do reator eletrônico: o envelhecimento da lâmpada e o fenômeno da Ressonância Acústica (RA).

Durante a vida útil da lâmpada, sua impedância equivalente pode aumentar em até 100% do valor de sua impedância original, devido à deterioração do gás contido no tubo de descarga [3]. Assim, é necessário um sistema de compensação da potência entregue à lâmpada, de modo a manter sua potência nominal durante toda a sua vida útil.

O fenômeno da ressonância acústica é observado quando a lâmpada é excitada por uma onda com frequência que coincide com alguma de suas frequências naturais, podendo ocasionar um deslocamento e/ou oscilação no caminho de descarga (ressonância) [4]. As consequências da RA vão desde variações na intensidade luminosa, mudanças na cor da luz emitida, podendo até ocasionar a quebra do tubo de descarga. Na literatura, existem diversos trabalhos com o objetivo de minimizar a RA, o uso de formas de onda de baixa frequência [5] e altas frequências [6] fora da região da frequência de ressonância são algumas das estratégias utilizadas. Entretanto, estudos mostram que as faixas de ocorrência do fenômeno se alteram com o envelhecimento. Por isso, a operação em alta frequência com forma de onda senoidal, mesmo em zonas livres da ocorrência do fenômeno, não é recomendada [7].

A fim de não excitar a RA, melhorar a vida útil da lâmpada evitando o processo de re-ignição [8] e o efeito estroboscópico, uma forma de onda quadrada simétrica pode ser utilizada para alimentar a lâmpada. Essa técnica normalmente requer o uso de três estágios de potência: Correção do Fator de Potência (CFP), um conversor CC-CC no estágio de Controle de Potência (CP) e um estágio inversor [9]. A conexão diferencial entre conversores CC-CC mostra-se como uma alternativa viável para alimentar lâmpadas HPS, sendo capaz de fornecer uma onda simétrica quadrada em baixa frequência sem um estágio inversor adicional [10].

¹Artigo submetido em 17/11/2012. Revisado em 21/01/2013. Aceito para publicação em 11/07/2013 na Sessão Especial por recomendação do editor Ricardo Nederson do Prado.

A topologia de reator utilizada nesse trabalho baseou-se na integração de dois estágios: um estágio de CP, composto por uma conexão diferencial entre dois conversores *flyback* bidirecionais em corrente, e um estágio CFP, constituído por um conversor *buck-boost*, para garantir que o reator alimentado pela rede esteja de acordo com a norma IEC61000-3-2 classe C.

Nesse artigo, é descrito o projeto do controlador empregado no reator, composto por uma malha interna de corrente, responsável por manter a corrente da lâmpada em seu valor nominal, e uma malha externa de potência, que fornece regulação de potência à lâmpada durante toda a sua vida útil. Vantagens como flexibilidade, confiabilidade, robustez contra ruídos e baixo custo motivaram a utilização de um controlador digital implementado em um microcontrolador de baixo custo. Na literatura são encontrados vários exemplos de reatores microcontrolados para lâmpadas HPS [11] - [14], [18].

A topologia do circuito utilizado no reator eletrônico e o seu respectivo modelo matemático são apresentados nas Seções II e III, respectivamente. A Seção IV descreve o projeto e a implementação dos controladores discretos para o reator. Na Seção V são mostrados os resultados experimentais através de um protótipo de laboratório. Finalmente, as conclusões deste trabalho são apresentadas na Seção VI.

II. TOPOLOGIA DO REATOR ELETRÔNICO

A principal vantagem apresentada pela conexão diferencial é a possibilidade de se obter uma tensão alternada de baixa frequência através do uso de conversores operando em alta frequência. Com dois conversores alimentados por uma única fonte (V_{bus}), simétricos entre si e bidirecionais em corrente, é possível obter uma forma de onda quadrada de baixa frequência na carga. [10].

Neste tipo de conexão, a tensão resultante na carga é obtida através da diferença das tensões de saída dos conversores. Uma onda quadrada simétrica em baixa frequência para alimentar a lâmpada é obtida através de uma modulação defasada em 180° entre os conversores [16].

A topologia do reator utilizado neste projeto é composta

por dois conversores do tipo *flyback* em conexão diferencial (estágio CP) e um conversor *buck-boost* (estágio CFP). Ambos os estágios operam em Modo de Condução Descontínuo (MCD).

A fim de minimizar o número de componentes e os custos associados, é utilizada a integração dos estágios proposta por [17], fundamentalmente para reduzir o número de interruptores ativos empregados no circuito final, bem como sua complexidade e custos finais. A Figura 1 ilustra a topologia completa do reator eletrônico, incluindo o estágio de ignição. A integração possibilitou utilizar somente dois interruptores para realizar o trabalho dos quatro interruptores originais em cada semiciclo da corrente de carga. Os mesmos interruptores foram aproveitados para integrar o estágio CFP ao estágio de potência.

Os indutores L_{p1} e L_{s1} são acoplados, assim como L_{p2} e L_{s2} , e formam os transformadores dos conversores *flyback*. Os diodos D_1 a D_8 são provenientes do processo de integração dos estágios e os capacitores C_a e C_b compõem o filtro de saída para altas frequências. Os interruptores utilizados no circuito possuem referências iguais, não necessitando isolamento, enquanto que a medição de corrente, realizada através de um sensor de efeito Hall, é considerada isolada.

O processo de ignição é descrito a seguir: no momento em que os conversores *flyback* operam sem carga, a tensão no capacitor C_{ig} aumenta até acionar o SIDAC. Após, a tensão do capacitor C_{ig} é aplicada no primário do transformador T_{ig} e uma alta tensão é fornecida à lâmpada, conforme norma NBR IEC662/1997. Visto que a lâmpada é alimentada por uma onda quadrada em baixa frequência, a indutância do secundário do transformador de ignição pode ser considerada como um curto-circuito para seu funcionamento em regime permanente [10].

Os estágios de operação do reator para tensão positiva na carga são mostrados na Figura 2. No primeiro intervalo, o interruptor S_1 é acionado e a tensão V_{bus} é aplicada a L_{p1} , enquanto que a tensão V_{cb} é aplicada a L_{s2} e carga. No segundo intervalo, L_{p2} descarrega sua energia em V_{bus} , enquanto que L_{s1} carrega o capacitor C_a com a energia acumulada em L_{p1} . O terceiro intervalo ocorre com o capacitor C_a alimentando a carga enquanto C_b é carregado.

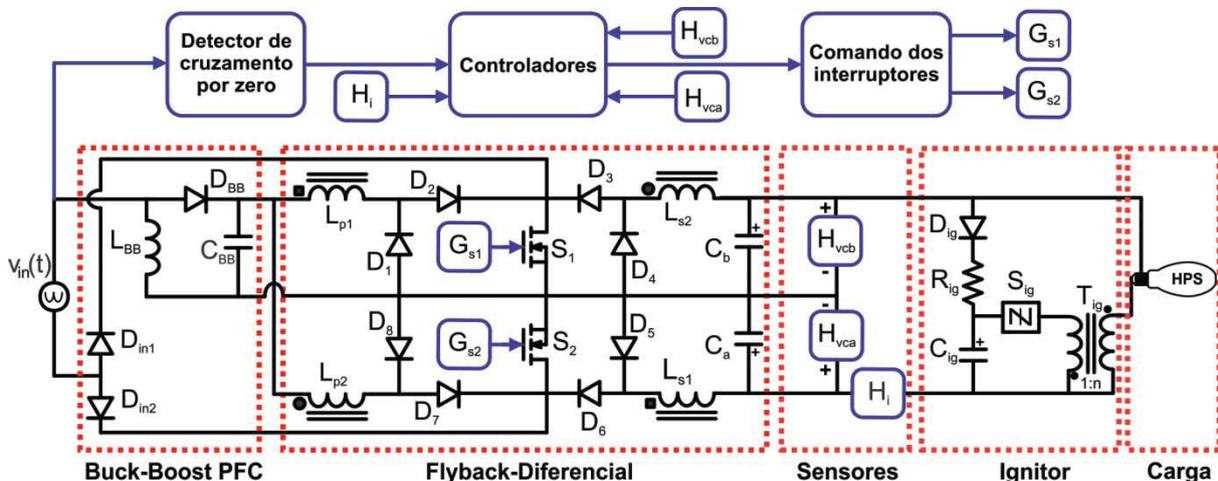
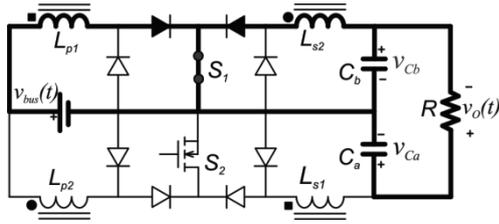
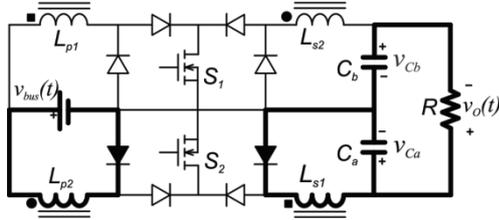


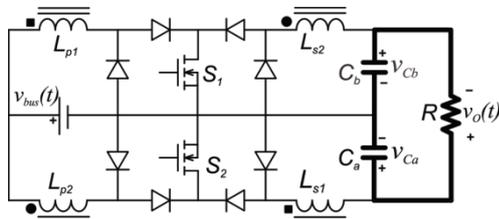
Fig. 1. Topologia do reator eletrônico.



a. Intervalo 1: $0 \leq t < d_1T$;



b. Intervalo 2: $d_1T \leq t < d_2T$;



c. Intervalo 3: $d_2T \leq t < T$;

Fig. 2. Estágios de operação para período de tensão positiva na carga.

III. MODELO DO REATOR ELETRÔNICO

Para o projeto de controle de um sistema, é necessária a obtenção dos modelos que relacionam as variáveis a serem controladas às variáveis de atuação. Desta maneira, realizou-se a modelagem matemática do circuito pelo método do espaço de estados médio. Nesse método, a operação do conversor é dividida em etapas, com suas equações características correspondentes. As equações médias obtidas são de natureza não linear tornando, assim, necessária uma linearização em torno de um ponto de operação específico.

A análise da operação do sistema é realizada considerando um circuito simplificado do reator eletrônico: O conversor *buck-boost* CFP e o capacitor de barramento são substituídos por uma tensão contínua V_{bus} . Essa modificação não afeta a modelagem, visto que o conversor *buck-boost* CFP operando em modo descontínuo de corrente pode ser considerado como uma resistência, não prejudicando também o comportamento dinâmico do sistema.

Na literatura [18] – [20], o modelo aceito para descrever o comportamento dinâmico de uma lâmpada HPS é descrito como uma impedância incremental negativa, cuja função de transferência é mostrada na equação (6). Neste projeto, observou-se que o pólo p_{lamp} e o zero z_{lamp} presentes no modelo da lâmpada não alteram significativamente o comportamento dinâmico do sistema em regime permanente. Desta maneira, tais grandezas podem ser desprezadas e o modelo da lâmpada pode ser simplificado por uma resistência linear R_{lamp} (ganho).

$$\begin{aligned} x &= A \cdot \dot{x} + B \cdot u \\ y &= F \cdot x + E \cdot u \end{aligned} \quad (1)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-2 \cdot v_{bus}}{d_1 \cdot T} & 0 & \frac{-2 \cdot L \cdot \bar{i}_1 + d_1^2 \cdot T \cdot v_{bus}}{v_{bus} \cdot d_1 \cdot T \cdot L} & 0 \\ \frac{2}{d_1 \cdot T} & 0 & 0 & \frac{-d_1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{R \cdot C} & \frac{1}{R \cdot C} \\ \frac{-d_1^2 \cdot T \cdot v_{bus} \cdot \bar{i}_2}{2 \cdot \bar{i}_2^2 \cdot L \cdot C} & \frac{d_1^2 \cdot T \cdot v_{bus}}{2 \cdot \bar{i}_1 \cdot L \cdot C} & \frac{1}{R \cdot C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{-2 \cdot \bar{v}_{Ca} \cdot L \cdot \bar{i}_1 + d_1^2 \cdot T \cdot v_{bus}^2}{d_1 \cdot T} & \frac{\bar{v}_{Ca} \cdot v_{bus} \cdot d_1^2 \cdot T + 2 \cdot \bar{v}_{Ca} \cdot L \cdot \bar{i}_1 + d_1^2 \cdot T \cdot v_{bus}^2}{d_1^2 \cdot T \cdot L \cdot v_{bus}} \\ \frac{-d_1}{L} & \frac{-\bar{v}_{Cb} \cdot d_1^2 \cdot T - v_{bus} \cdot d_1^2 \cdot T - 2 \cdot L \cdot \bar{i}_1}{d_1^2 \cdot T \cdot L} \\ \frac{-d_1^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot C} & \frac{-v_{bus} \cdot d_1^2 \cdot T}{L \cdot C} \\ \frac{d_1^2 \cdot T \cdot \bar{i}_2}{2 \cdot L \cdot C \cdot \bar{i}_1} & \frac{v_{bus} \cdot d_1 \cdot T \cdot \bar{i}_2}{\bar{i}_1 \cdot L \cdot C} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$Z_{lamp}(s) = R_{lamp} \cdot \frac{(s + z_{lamp})}{(s + p_{lamp})} \quad (6)$$

Os parâmetros escolhidos para a modelagem são as correntes i_1 e i_2 dos indutores acoplados $L_1(L_{p1}$ e $L_{s1})$ e $L_2(L_{p2}$ e $L_{s2})$, respectivamente, e as tensões dos capacitores de saída v_{Ca} e v_{Cb} , resultando em um vetor de estados $x = [i_1 \ i_2 \ v_{Ca} \ v_{Cb}]^T$, sendo considerado $C_b = C_a = C$ e $L_1 = L_2 = L$. O modelo médio resultante do reator eletrônico é representado em (1), cujas matrizes são dadas em (2) a (5).

Onde:

$$\bar{i}_1 = \frac{v_{bus} \cdot T \cdot d_1^2 + \sqrt{2} \cdot v_{bus} \cdot T \cdot d_1^2 \cdot \sqrt{\frac{L}{R \cdot T \cdot d_1^2 + 2 \cdot L}}}{2 \cdot L} \quad (7)$$

$$\bar{i}_2 = -\frac{v_{bus} \cdot T \cdot d_1^2}{R \cdot T \cdot d_1^2 + 2 \cdot L} - \frac{\sqrt{2} \cdot v_{bus} \cdot T \cdot d_1^2 \cdot \sqrt{\frac{L}{R \cdot T \cdot d_1^2 + 2 \cdot L}}}{2 \cdot L} \quad (8)$$

$$\bar{v}_{Ca} = \sqrt{2} \cdot v_{bus} \cdot (R \cdot T \cdot d_1^2 + 2 \cdot L) \cdot \sqrt{\frac{L}{R \cdot T \cdot d_1^2 + 2 \cdot L}} \quad (9)$$

$$\bar{v}_{Cb} = \sqrt{2} \cdot v_{bus} \cdot \sqrt{\frac{L}{R \cdot T \cdot d_1^2 + 2 \cdot L}} \quad (10)$$

Através do modelo em espaço de estados obtido pelas equações (2) a (5), é possível obter a função de transferência de interesse, que relaciona a corrente de saída na lâmpada (i_o) pela razão cíclica (d), $G_{id}(s)$, mostrada em (11):

$$G_{id}(s) = \frac{b_7 \cdot s^7 + b_6 \cdot s^6 + b_5 \cdot s^5}{a_8 \cdot s^8 + a_7 \cdot s^7 + a_6 \cdot s^6 + a_5 \cdot s^5} \cdot \frac{+b_4 \cdot s^4 + b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0}{+a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (11)$$

Onde $b_7 = -3,300 \times 10^4$, $b_6 = -7,864 \times 10^8$, $b_5 = +1,279 \times 10^{15}$, $b_4 = +1,249 \times 10^{19}$, $b_3 = +3,514 \times 10^{23}$, $b_2 = +3,255 \times 10^{27}$, $b_1 = +2,393 \times 10^{31}$, $b_0 = +2,107 \times$

10^{35} , $a_8 = +1$, $a_7 = +4,298 \times 10^5$, $a_6 = +5,054 \times 10^{10}$, $a_5 = +9,969 \times 10^{14}$, $a_4 = +1,872 \times 10^{19}$, $a_3 = +2,491 \times 10^{23}$, $a_2 = +2,124 \times 10^{27}$, $a_1 = +1,646 \times 10^{31}$, $a_0 = +6,896 \times 10^{34}$.

IV. SISTEMA DE CONTROLE

Na presente seção será descrito o projeto realizado para o sistema de controle do reator.

A característica incremental da resistência equivalente da lâmpada conforme seu envelhecimento motiva o projeto de uma malha de controle capaz de manter a potência constante durante sua vida útil. Adicionalmente, o controle da corrente fornecida à lâmpada garante uma operação conforme especificações de projeto, mesmo na presença de distúrbios.

Assim, esse trabalho apresenta como principal contribuição o projeto e a implementação de uma estratégia de controle digital para a topologia de reator eletrônico. Esta estratégia é composta por duas malhas de controle: uma malha interna rápida, responsável por manter a corrente de saída igual ao valor de referência desejado, e uma malha externa lenta, encarregada de manter a potência da lâmpada em uma faixa pré-estabelecida através do ajuste da referência de corrente. A estrutura do sistema proposto é mostrada na Figura 3.

A implementação foi realizada utilizando um microcontrolador de baixo custo da Freescale™ modelo ColdFire® V1 MCF51AC128, com palavra de 32 bits em ponto fixo. Para evitar o ruído de chaveamento, dois canais de um mesmo *timer* foram utilizados: um canal para a saída do módulo PWM e outro canal utilizado como gatilho para o início da conversão A/D (leitura de tensão e corrente)

A. Malha interna de corrente:

No projeto do controlador para a malha de corrente, utilizou-se a função de transferência $G_{id}(s)$, apresentada em (11).

Para permitir o projeto no domínio discreto, empregou-se o método de discretização por retentor de ordem zero (*Zero-Order Hold*, ZOH) com frequência de amostragem de 40 kHz (mesma frequência de comutação) para obter a função de transferência discreta, $G_{id}(z)$, mostrada em (12).

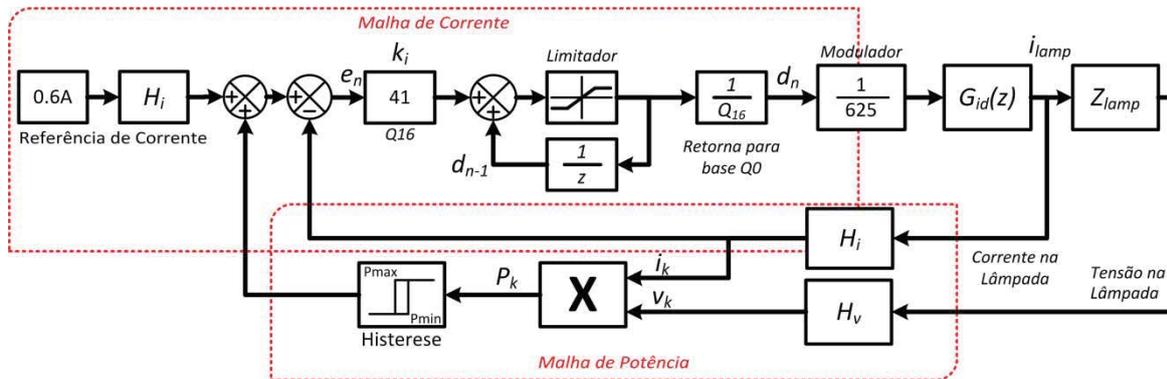


Fig. 3. Diagrama de blocos do sistema de controle implementado.

$$G_{id}(z) = \frac{b_7 \cdot z^7 + b_6 \cdot z^6 + b_5 \cdot z^5}{a_8 \cdot z^8 + a_7 \cdot z^7 + a_6 \cdot z^6 + a_5 \cdot z^5} \quad (12)$$

$$\frac{+b_4 \cdot z^4 + b_3 \cdot z^3 + b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0}{+a_4 \cdot z^4 + a_3 \cdot z^3 + a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0}$$

Onde $b_7 = 0,4274$, $b_6 = -1,726$, $b_5 = +2,567$, $b_4 = -1,392$, $b_3 = -0,3396$, $b_2 = +0,6616$, $b_1 = -0,1985$, $b_0 = +0,001156$, $a_8 = +1$, $a_7 = -5,394$, $a_6 = +12,29$, $a_5 = -15,11$, $a_4 = +10,58$, $a_3 = -4,014$, $a_2 = +0,6566$, $a_1 = -0,007386$, $a_0 = +2,153 \times 10^{-5}$.

A medição da corrente no circuito é realizada através de um sensor de efeito Hall, modelo Allegro[®] ACS712. O ganho da conversão analógico-digital H_i é calculado a partir de (13).

$$H_i = \frac{H_{se} \cdot 2^{N_b}}{V_{refH} - V_{refL}} = \frac{0,185 \cdot 2^{12}}{3 - 2} = 757,76 \quad (13)$$

Onde: $N_b = 12$ (resolução da conversão A/D, em bits); $H_{se} = 0,185$ (ganho do sensor de corrente, em V/A); $V_{refH} = 3$ e $V_{refL} = 2$ (referência superior e inferior de tensão do conversor A/D, respectivamente, em V).

A função de transferência do modulador é dada pela amplitude do módulo PWM (V_m), cujo valor é 625 (pulso assimétrico, alinhado por borda) para o microcontrolador utilizado.

A função de transferência da malha aberta não compensada de corrente, $G_{ab}(z)$, é dada por (14) e a resposta em frequência dessa malha é mostrada na Figura 4.

$$G_{ab}(z) = \frac{G_{id}(z) \cdot H_i}{z \cdot V_m}$$

$$G_{ab}(z) = \frac{b_7 \cdot z^7 + b_6 \cdot z^6 + b_5 \cdot z^5}{a_9 \cdot z^9 + a_8 \cdot z^8 + a_7 \cdot z^7 + a_6 \cdot z^6} \quad (14)$$

$$\frac{+b_4 \cdot z^4 + b_3 \cdot z^3 + b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0}{+a_5 \cdot z^5 + a_4 \cdot z^4 + a_3 \cdot z^3 + a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z}$$

Onde $b_7 = +323,9$, $b_6 = -1308$, $b_5 = +1945$, $b_4 = -1055$, $b_3 = -257,3$, $b_2 = +501,3$, $b_1 = -150,4$, $b_0 = +0,8761$, $a_9 = +625$, $a_8 = -3372$, $a_7 = +7679$, $a_6 = -9444$, $a_5 = -6614$, $a_4 = -2508$, $a_3 = +410,4$, $a_2 = -4,616$, $a_1 = -0,01346$.

Um compensador do tipo integrador, $C_i(z)$, foi projetado para permitir o rastreamento da referência de corrente, cuja função de transferência é mostrada em (15).

Sendo especificada uma frequência de corte menor do que a frequência do zero no semiplano direito presente no modelo do reator pôde-se considerar válida a simplificação do modelo da lâmpada por uma resistência equivalente [21].

$$C_i(z) = \frac{0,00062561}{z - 1} \quad (15)$$

O sistema compensado é estável, com margem de fase de 89,7°, margem de ganho de 45,7 dB e frequência de corte de 14,7 Hz. A resposta em frequência da malha aberta de corrente compensada é mostrada na Figura 5.

Como o microcontrolador escolhido não apresenta instruções em hardware para cálculo com ponto flutuante, utilizou-se a técnica da base Q para a implementação do controlador digital em ponto fixo. As equações de diferenças para as bases 2^0 (Q0) e 2^{16} (Q16) são mostradas em (16) e (17), respectivamente.

$$d_{nQ0} = d_{n-1Q0} + 0,00062561 \cdot e_{k-1} \quad (16)$$

$$d_{nQ16} = d_{n-1Q16} + 41 \cdot e_{k-1} \quad (17)$$

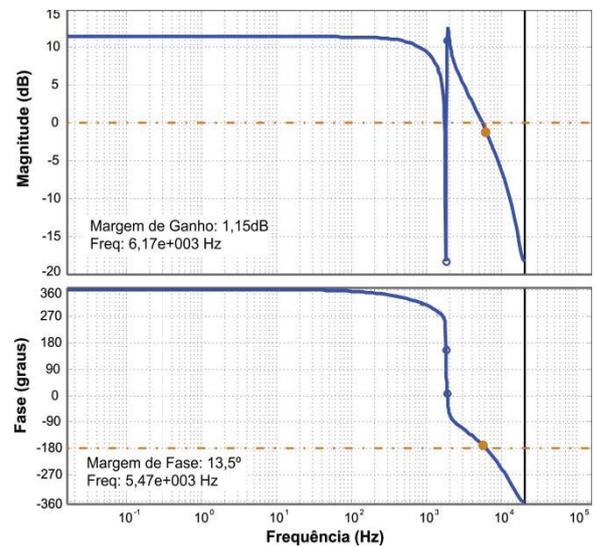


Fig. 4. Diagrama de Bode da malha aberta de corrente não compensada.

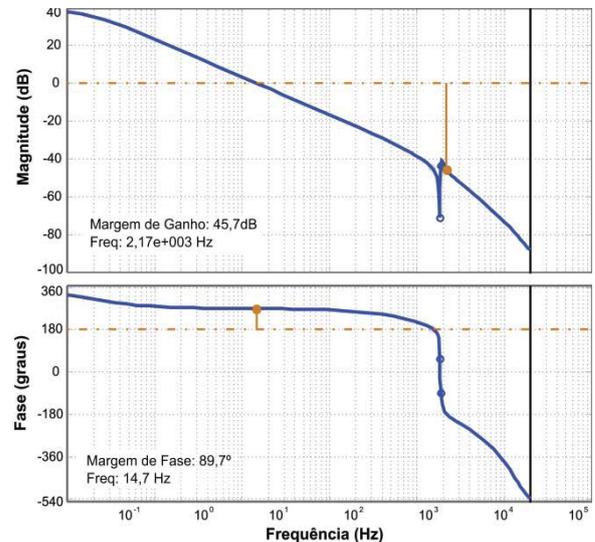


Fig. 5. Diagrama de Bode da malha aberta de corrente compensada.

B. Malha externa de potência:

Conforme apresentado anteriormente, as lâmpadas HPS apresentam incremento de sua resistência equivalente durante seu envelhecimento. Assim, implementou-se uma malha externa de potência a fim de manter constante a potência entregue à lâmpada.

O controlador projetado é do tipo histerese, proposto por [16]. Nesta estratégia de controle, a potência de saída é mantida entre dois valores limites. A tensão e corrente de saída são medidas, sendo então calculada a potência instantânea de saída. O controlador incrementa a referência de corrente se a potência é menor que a referência de potência (70 W). Caso contrário, a mesma referência de corrente é decrementada quando a potência medida é maior do que 70 W.

Como o processo de envelhecimento da lâmpada é extremamente lento em comparação ao comportamento dinâmico da tensão e corrente de saída do reator, a frequência escolhida para a amostragem de potência e atuação da malha de controle correspondente foi de 30 Hz.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo da topologia foi implementado com os parâmetros da Tabela I, alimentando uma lâmpada HPS de 70W, que substitui a resistência equivalente.

A Figura 6 mostra a corrente e tensão de entrada na potência nominal. A corrente de entrada possui formato senoidal, com Distorsão Harmônica Total (DHT) de 6,4% e fator de potência de 0,997.

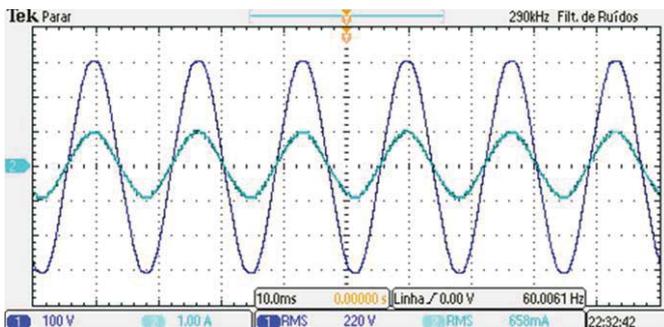


Fig. 6. Tensão (CH1 - 100V/div) e corrente (CH2 - 1A/div) de entrada para potência nominal; Escala de tempo: 10ms/div.

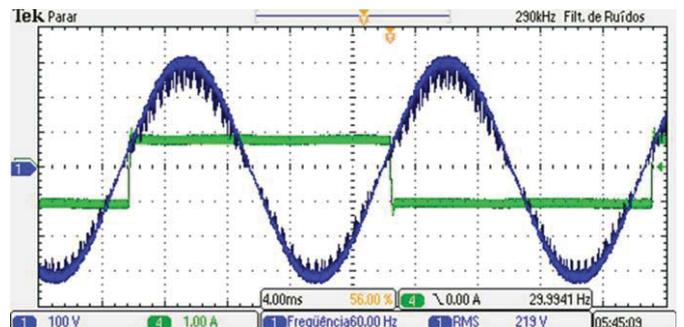


Fig. 7. Tensão de entrada (CH1 - 100V/div) e corrente na lâmpada (CH4 - 1A/div); Escala de tempo: 4ms/div.

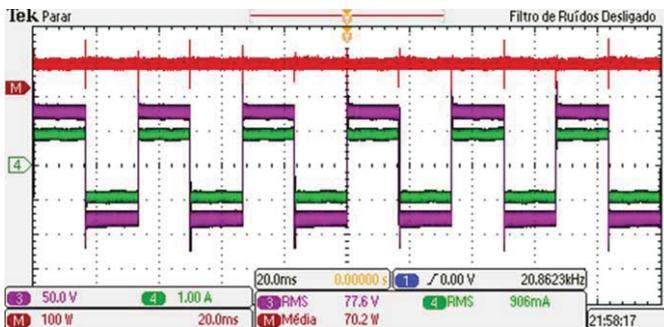


Fig. 8. Tensão (CH3 - 50V/div), corrente (CH4 - 1A/div) e potência (CHM - 100W/div) na lâmpada; Escala de tempo: 20ms/div.

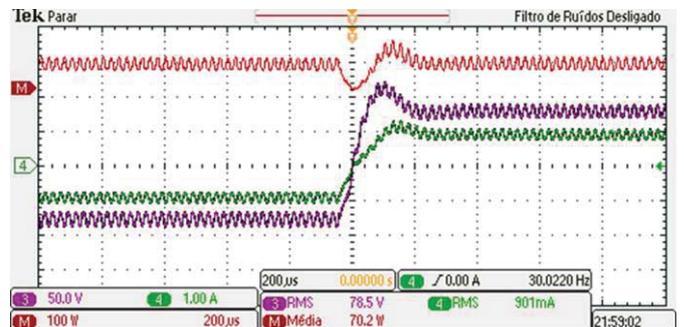


Fig. 9. Tensão (CH3 - 50V/div), corrente (CH4 - 1A/div) e potência (CHM - 100W/div) na lâmpada durante a transição negativo-positivo; Escala de tempo: 200µs/div.

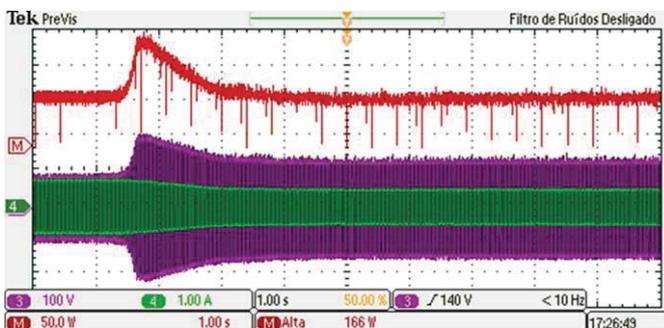


Fig. 10. Tensão (CH3 - 100V/div), corrente (CH4 - 1A/div) e potência (CHM - 50W/div) para um degrau de carga; Escala de tempo: 1s/div.

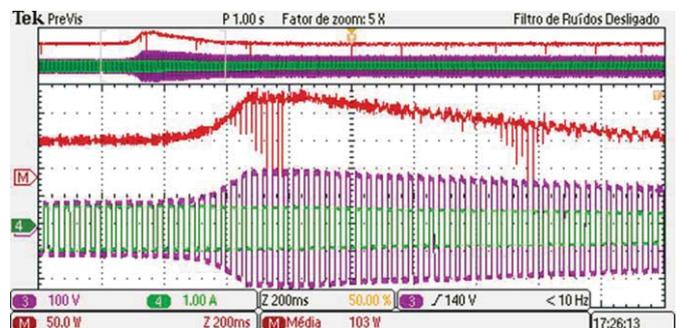


Fig. 11. Tensão (CH3 - 100V/div), corrente (CH4 - 1A/div) e potência (CHM - 50W/div) para um degrau de carga; Escala de tempo: 200ms/div.

TABELA I
Especificações de Projeto

| Símbolo | Definição | Valor |
|--|---|-------------|
| V_{in} | Tensão de entrada (RMS) | 220 V@60 Hz |
| V_{bus} | Tensão de barramento | 300 V |
| f_s | Frequência de chaveamento dos conversores | 40k Hz |
| P_{lamp} | Potência nominal da lâmpada | 70 W |
| f_{lamp} | Frequência da tensão da lâmpada | 30 Hz |
| S_1, S_2 | Chave MOSFET | FQA10N80C |
| $L_{p1} - L_{s1},$ $L_{p2} - L_{s2}$ | Indutância <i>flyback</i> | 650 μ H |
| C_a, C_b | Capacitância de saída | 1 μ F |
| L_{BB} | Indutância <i>buck-boost</i> | 1,1m H |
| C_{bus} | Capacitância de barramento | 220 μ F |
| $D_1 - D_s, D_{BB},$ D_{m1}, D_{m2} | Diodos | HFA08TB120 |
| L_f | Indutor do filtro de entrada | 4,8m H |
| C_f | Capacitor do filtro de entrada | 330n F |
| $D_{nominal}$ | Razão cíclica nominal | 0,450 |

A fim de minimizar ruídos causados pela inversão da polaridade da corrente de saída, utilizou-se um circuito disparador de Schmitt para realizar a sincronia entre esta corrente e a tensão senoidal de entrada da rede, conforme a Figura 7.

A lâmpada é alimentada com formas de ondas quadradas em baixa frequência e potência constante, conforme mostrado nas Figuras 8. A Figura 9 mostra o detalhe das formas de onda da corrente e tensão na lâmpada durante a inversão da polaridade da tensão de saída.

Para validar o funcionamento do controlador projetado, foi aplicado um distúrbio de carga ao sistema. Esse distúrbio consistiu em um degrau de 100% no valor nominal da carga, emulada por uma resistência equivalente, simulando o envelhecimento da lâmpada ao longo de sua vida útil.

A Figura 10 apresenta o comportamento da potência (canal M), corrente (canal 4) e tensão (canal 3) na carga, com a variação da resistência, demonstrando a atuação da malha de potência com uma escala de tempo de 1s/div. Ainda, a Figura 11 representa o mesmo cenário, porém com uma escala de tempo de 200ms/div.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou o projeto de um controlador digital para um reator eletrônico com conexão diferencial entre conversores *flyback*, integrado a um conversor *buck-boost* CFP. Essa topologia produz em sua saída uma onda quadrada simétrica de baixa frequência, capaz de evitar o fenômeno da ressonância acústica.

Os resultados experimentais apresentados demonstraram que o reator projetado é uma solução viável para suprir uma lâmpada HPS de 70 W. Ademais, o sistema apresentou um alto fator de potência (0,997), baixa DHT (6,4%) e todo o conteúdo harmônico abaixo dos limites da norma IEC61000-3-2, para equipamentos classe C.

Como principal contribuição deste trabalho está o projeto e implementação digital dos controladores para a topologia

do reator, o que possibilita o uso da lâmpada HPS em potência nominal durante toda sua vida útil.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro propiciado pelo CNPq e pela CAPES nessa pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] J. J. de Groot and J. A. J. M. van Vliet, *The High-Pressure Sodium Lamp*. Philips technical library. MacMillan Education, 1986.
- [2] L. M. Roberts, *Environmental Aspects of Magnetic Induction Lamps*. Disponível em: <<http://www.induluxtech.com/EnvironmentalAspectsOfInductionLamps-InduLux.pdf>>. Acesso em: 26 julho 2012.
- [3] J. G. Garcia et al. "New Control Strategy in Square-Wave Inverters for Low Wattage Metal Halide Lamps Supply to Avoid Acoustic Resonances", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, Issue 1, Jan. 2006, pp. 243-253.
- [4] H. Peng, S. Ratanapanachote, P. Enjeti, L. Laskai and I. Pitel, "Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide (MH) Lamps and an approach to detect its Occurrence," *IAS'97 Annual Meeting Records*, 1997, vol.3, pp. 2276-2283.
- [5] D. H. J. Van Casteren, M. A. M. Hendrix, and J. L. Duarte, "Controlled HID Lamp-Ballast Interaction for Low-Frequency Square-Wave Drivers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.22, N° 3, May 2007.
- [6] J. Ribas, J. Garcia, J. Cardesin, M. A. Dalla-Costa, J. A. Calleja, and E. L. Corominas, "High Frequency Electronic Ballast for Metal Halide Lamps Based on a PLL Controlled Class E Resonant Inverter", *Conference Records of the IEEE PESC Annual Meeting*, 2005, pp. 1118-1123.
- [7] M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Ribas, J. Cardesin, and J. Garcia-Garcia, "Acoustic-resonance characterization of low-wattage metal-halide lamps," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 35, no. 1, pp. 43-58, Feb. 2007.
- [8] M. Shen, Z. Qian and F. Z. Peng, "A Novel Two-Stage Acoustic Resonance Free Electronic Ballast for HID Lamps," *IAS'02 Annual Meeting Records*, vol.3, pp. 1869-1874.
- [9] A. Reatti, "Low-Cost High Power-Density Electronic Ballast for Automotive HID Lamp", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.15, pp. 361-368, 2000.
- [10] M. Cervi, T. B. Marchesan, A. Campos and R. N. do Prado, "Electronic Ballast to Supply HID Lamps Based on Differential Connection of Two DC/DC Converters", *in Proc. of Conference Records of the IEEE IAS Annual Meeting*, vol.3, pp. 1081-1085, 2006.
- [11] K. C. Lee and B. H. Cho, "Design and analysis of automotive high intensity discharge lamp ballast using micro controller unit", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1356-1364, Nov. 2003.

- [12] G. Y. Jeong, "Effective implementation of an HID lamp ballast using single chip microcontroller", in *Proc. IEEE ISIE*, 2006, vol. 2, pp. 1075–1080.
- [13] Y. Zhao and Z. Sun, "Development micro-controller-based electronic ballast for HPS lamps with dimming control function", in *Proc. IPEMC*, 2006, pp. 1747–1750.
- [14] F. J. Azcondo, F. J. Diaz, C. Brañas, and R. Casanueva, "Microcontroller power mode stabilized power factor correction stage for high intensity discharge lamp electronic ballast", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 845–853, May 2007.
- [15] M. Cervi, T.B. Marchesan, J. M. A. Alvarez, R. N. do Prado, "Single Stage High Power Factor Electronic Ballast for HID Lamps Using Differential Connection", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct. 2009.
- [16] A. L. Kirsten, M. A. Dalla Costa, C. Rech, R. N. do Prado, T.B. Marchesan, "Digital Control Strategy for HID Lamp Electronic Ballasts," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.60, no.2, pp. 608-618, Feb. 2013.
- [17] T-F. Wu and T-H. Yu, "Off-line Applications with Single-Stage Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.44, issue5, October 1997.
- [18] E. Deng, S. Cuk, "Negative Incremental Impedance and Stability of Fluorescent Lamps," In *Proc. of Power Electronics Conference*, vol. 2, pp. 1050-1056, Feb. 1997.
- [19] J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, J. Cardesín, J. A. Martín-Ramos, J. García-García, "Small-signal modeling of discharge lamps through step response and its application to low-frequency square-waveform electronic ballasts," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 744–752.
- [20] R. O. Sanchez, N. Vazquez, C. Hernandez, E. Rodriguez, S. Pinto, and M. Juarez, "Electric dynamic modeling of HID lamps for electronic ballast design," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 5, pp. 1655–1662, May 2010.
- [21] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, et al. (2001). *Control system design*, Prentice Hall.

DADOS BIOGRÁFICOS

Diogo Ribeiro Vargas é engenheiro eletricitista (2010) e mestre em Engenharia Elétrica (2012) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é aluno de doutorado em Engenharia Elétrica da mesma instituição. Suas áreas de interesse incluem sistemas embarcados, sistemas de controle eletrônicos, eletrônica de potência e sistemas de iluminação.

Jacson Hansen é engenheiro eletricitista (2009) e mestre em Engenharia Elétrica (2012) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente ocupa o cargo de projetista de software e hardware na empresa Schneider Electric desde 2012. Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, UPS (*uninterruptible power supply*) e energias renováveis.

Victor Paula Oberto é engenheiro eletricitista (2010) formado pela Universidade Federal de Santa Maria.

Atualmente é aluno de mestrado em Engenharia Elétrica da mesma instituição, no Grupo de Estudo e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE). Suas áreas de interesse incluem sistemas embarcados, técnicas de controle para conversores estáticos e sistemas de iluminação.

André Luís Kirsten, nascido em Santa Maria (RS), em 1986. Possui graduação (2009) e mestrado (2011) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica, pela mesma Universidade, atuando no Grupo de pesquisa GEDRE. Durante o ano de 2011 atuou como Professor Substituto no Departamento de Eletrônica e Computação da UFSM. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, reatores eletrônicos, sistemas fotovoltaicos e transformadores de estado sólido.

Tiago Bandeira Marchesan possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (2003) e doutorado em Engenharia Elétrica (2007) pela mesma Universidade. Realizou seu doutorado com estágio na Universidad de Oviedo, España. Atualmente é Professor Adjunto do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, tendo atuado como pesquisador do Grupo WEG (Weg Equipamentos Elétricos S.A.), professor do curso de Engenharia Elétrica da Universidade do Vale do Rio dos Sinos (UNISINOS) e da Universidade do Noroeste do Estado do RS (UNIJUI). Atua, principalmente, nas seguintes áreas: Projeto e desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga em alta e baixa pressão, fontes chaveadas, métodos de correção do fator de potência, controle de intensidade luminosa, e em inovações na área de transformadores de potência (Grupo WEG T&D).

Marco Antônio Dalla Costa, nascido em 03/10/1978 em Santa Maria – RS, possui graduação em Engenharia Elétrica e Mestrado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (2002 e 2004, respectivamente). Finalizou o curso de doutorado na Universidad de Oviedo - Espanha em fevereiro de 2008. Desde 2009 é Professor Adjunto na Universidade Federal de Santa Maria. É autor de mais de 30 artigos completos publicados em periódicos internacionais Qualis A1, e mais de 80 artigos científicos publicados em congressos internacionais e nacionais. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: circuitos de alimentação de LEDs, reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga, comando auto-oscilante, dimming de lâmpadas de descarga de alta e baixa pressão, ressonâncias acústicas, eficiência de circuitos eletrônicos, fontes alternativas de energia e transformadores de estado sólido.