

REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO FORMAS DE ONDA DE TENSÃO SINTETIZADAS VIA PWM

L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Júnior, P.C. Cortizo e M.A. Severo Mendes
Universidade Federal de Minas Gerais – Departamento de Engenharia Eletrônica (DELT) – Grupo de Eletrônica de Potência
CEP 31270-901, Belo Horizonte – MG.
Brasil

e-mail: lenin@cpdee.ufmg.br, pedro@cpdee.ufmg.br, seleme@cpdee.ufmg.br, porfirio@cpdee.ufmg.br

Resumo – Este trabalho apresenta um método para alimentação de lâmpada de vapor de sódio de alta pressão através da aplicação de formas de onda de tensão com características especiais, visando evitar a ressonância acústica. A ressonância acústica é o principal problema encontrado quando se trabalha com inversores em alta frequência para o acionamento de lâmpadas HID (High Intensity of Discharges). O método para alimentar as lâmpadas HID com formas de onda de tensão é proposto através da síntese das mesmas via a modulação PWM, utilizando um inversor em ponte completa e um filtro LC projetado especificamente para esse propósito. Para o método são propostas duas técnicas: formas de onda de tensão com a injeção de harmônicas à componente fundamental e sinais modulados com saturação. São apresentados os resultados experimentais para ambas as técnicas, do ignitor integrado ao filtro LC possibilitando a ignição da lâmpada e o aumento da vida útil. Além do estágio de correção do fator de potência para este reator, utilizando o controlador repetitivo.

Palavras-Chave – fator de potência, ignitor, lâmpadas HID, PWM, reatores eletrônicos, ressonância acústica.

ELETRONIC BALLAST FOR HPS LAMPS WITH HIGH POWER FACTOR USING VOLTAGE WAVEFORMS SYNTHESIZED VIA PWM

Abstract – This work presents a method for the synthesis of voltage waveforms applied in High-Pressure Sodium (HPS) lamps, in order to avoid acoustic resonance. Acoustic resonance is the main issue when dealing with high frequency inverter ballasts in the operation with High Intensity of Discharges (HID) lamps. The synthesis of the voltage waveforms is made via PWM, using a full bridge inverter and an LC filter specifically designed for this purpose. Two techniques are proposed in order to avoid acoustic resonance: first, voltage waveforms with pre-specified harmonics added to the fundamental one; second, modulated signals with saturation. Experimental results of both techniques, as well as those of the ignition process are presented, showing the feasibility of this ignition approach which increases lamp lifetime. The power factor correction

(PFC) stage of such converter is also presented, using a repetitive controller to minimize THD.

Keywords – acoustic resonance, electronic ballast, power factor correction, ignitor, HID lamps.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, o consumo e a qualidade da energia elétrica são fatores de preocupação mundial. Especificamente, a iluminação artificial representa 17% de toda energia consumida no Brasil e cerca de 30% no mundo. Parcela significativa do consumo de energia referida à iluminação artificial é devido à iluminação pública [1]. A iluminação pública no Brasil corresponde a aproximadamente 7% da demanda nacional e a 3,3% do consumo total de energia elétrica do país. O que equivale a uma demanda de 2,3GW e a um consumo de 10,2 bilhões de kWh/ano [1].

As lâmpadas de alta intensidade de descarga necessitam de dispositivos para seu acionamento que limitem a passagem de corrente para evitar danos (devido à característica corrente-tensão negativa da lâmpada) e que forneçam altas tensões para a ignição. É nesse contexto que se enquadra o reator para lâmpadas HID. Os reatores podem ser classificados em dois tipos: os eletromagnéticos, ditos convencionais ou passivos, e os eletrônicos. Ambos os tipos apresentam característica próprias, tendo vantagens e desvantagens em sua utilização.

A utilização de reatores eletrônicos com estágio inversor em alta frequência pode proporcionar uma solução para o acionamento, uma vez que nestas condições as lâmpadas se comportam como uma resistência. Entretanto, pode ocorrer o aparecimento da ressonância acústica (RA), que perturba o caminho de descarga, causando flutuações do fluxo luminoso, o que provoca mudança na característica da cor da luz e até podendo chegar à extinção do arco. Este fenômeno é dependente da geometria e das dimensões do tubo, da composição e das condições termodinâmicas do gás. Considerando os vários fabricantes, as tolerâncias nos processos de fabricação e as mudanças nas condições termodinâmicas da lâmpada ao longo de sua operação, a determinação das faixas de frequência em que o fenômeno ocorre torna-se mais complexo [2].

Várias soluções têm sido propostas na literatura para resolver o problema do fenômeno de ressonância acústica. Dentre elas se destacam: **i)** operar em altas frequências (entre 20kHz a 200kHz), em faixas estreitas em que não ocorre a ressonância [3],[4],[5]; **ii)** operar acima da faixa em que ocorre a ressonância acústica, normalmente em frequências

Artigo submetido em 16/07/2007. Revisões em 19/09/2007 e 11/01/2008.
Aceito por recomendação do editor F. L. M. Antunes.

superiores a 500kHz [6],[7]; **iii**) utilizar estratégia de controle que detecte a RA e altere a frequência do inversor para extingui-la [8],[9],[10]; **iv**) operar em baixas frequências (50 a 500Hz), **v**) acionar a lâmpada com forma de onda de corrente retangular [11],[12],[13],[14]; **vi**) injetar harmônicas à componente fundamental de alta frequência com o objetivo de aproximar da forma de onda quadrada [15],[16],[17],[18] e mais recentemente, **vii**) injetar forma de onda de tensão modulada em 120Hz [20],[21].

O presente trabalho propõe duas técnicas de síntese de tensões de alimentação de lâmpadas HID obtidas via PWM por inversor de ponte completa. O reator desenvolvido utiliza um inversor, no qual está embutido o circuito ignitor baseado em ressonância que é também analisado neste artigo, bem como o estágio de correção de fator de potência via conversor *boost*.

O artigo apresentado está dividido da seguinte maneira. Inicialmente, é feita uma introdução ao fenômeno da RA. Nas seções II e III são apresentados os métodos de injeção de harmônicas e de sinais modulados via PWM para se evitar a RA. A seção IV mostra o projeto do filtro LC do reator eletrônico. O projeto do controlador repetitivo para o estágio de correção do fator de potência é apresentado na seção V. Os resultados experimentais obtidos serão apresentados na seção VI. E ao final são apresentadas as conclusões.

II. INJEÇÃO DE HARMÔNICAS VIA PWM

A solução de se utilizar uma frequência fixa, entre 20kHz a 200kHz, escolhendo uma faixa de frequência em que não ocorra a RA não é eficiente devido à dependência da RA com a potência da lâmpada, à sua variação de acordo com o fabricante e até mesmo à possível variação de acordo com a vida útil da lâmpada.

Diante desse problema o artigo apresenta a investigação de uma nova técnica de injeção de harmônicas, conforme descrito na Seção I, Técnica **vi**, e ainda a utilização de uma faixa de frequência pouco usada nos reatores eletrônicos, que é de 1kHz a 10kHz. Em seguida, avalia-se a influência da amplitude da terceira harmônica para se evitar a RA.

A injeção de harmônicas é baseada no espalhamento do espectro de frequências da potência aplicada à lâmpada. Dessa forma, reduz-se a potência associada a cada um das componentes harmônicas. Se qualquer uma destas frequências corresponder à RA, a intensidade (potência) associada a ela não será suficiente para excitar este fenômeno.

O método apresentado por Alonso [16] é baseado na injeção da frequência fundamental através de um filtro LC, a partir de um dos braços do inversor com frequência de comutação f . Para a injeção da terceira harmônica é projetado um outro filtro LC, comutando-se os interruptores do outro braço do inversor com uma frequência $3f$ e com deslocamento de fase. As desvantagens são: a necessidade de um filtro para cada harmônica injetada, o que aumenta a quantidade de componentes, o custo e o peso do reator e a necessidade de aumentar a quantidade de braços no caso de se injetar harmônicas acima da 3ª, o que aumenta a complexidade dos comandos do inversor.

O método proposto, no presente artigo, consiste na injeção de harmônicas através da sua inclusão no sinal de referência

do modulador por largura de pulso (PWM - *pulse width modulation*) para síntese da tensão aplicada ao filtro ressonante que proporcionará a tensão de regime à lâmpada.

O sinal de referência do modulador PWM é descrito por (1):

$$v_{ref}(t) = \sum_{i=1}^n a_i \text{sen}(2i\pi f_{fund} t) \quad (1)$$

Uma vantagem imediata deste método é a necessidade de se projetar apenas um filtro LC de saída e outra é a simplicidade da geração do sinal de referência, sem a necessidade do cálculo do ângulo de defasagem entre os comandos dos braços do inversor. A Figura 1 apresenta o diagrama do inversor utilizado para implementação do método proposto.

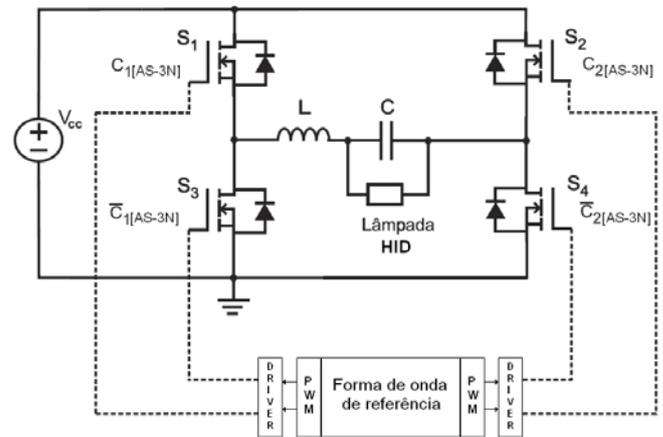


Fig. 1. Diagrama do circuito utilizado para sintetizar as formas de onda de tensão.

Por outro lado, é possível incluir outros harmônicos na tensão da lâmpada bem como sintetizar formas de onda de tensão arbitrárias. A síntese dos componentes harmônicos injetados via PWM é feita digitalmente e com isto, a modificação dos sinais injetados é facilmente implementada via programação.

A partir dos fatores apresentados em [17], optou-se pelo PWM assimétrico de 3 níveis, pois esse apresenta uma frequência de amostragem 4 vezes maior que a do PWM simétrico 2 níveis. Dessa forma, a tensão sintetizada apresenta uma quantidade de pontos maior.

O cálculo dos tempos de condução de cada interruptor para o PWM AS-3N é feito conforme (2) e (3), onde T é o período de PWM e E é a tensão no barramento CC.

$$\tau_1(k) = \frac{T}{2} + \frac{v_{ref}(k)T}{2E} \quad (2)$$

$$\tau_2(k) = T - \tau_1(k) \quad (3)$$

III. SINAIS MODULADOS

Devido à necessidade de tornar o custo do reator mais atraente são propostos na literatura reatores eletrônicos apresentando um circuito para a correção do fator de potência sem a utilização de um estágio adicional. Esta proposta está baseada nos conversores CA-CA [20],[21].

Além disso, estes circuitos têm como ponto comum evitar a ressonância acústica na lâmpada. A estratégia para estes reatores consiste na modulação da corrente aplicada à lâmpada, ou seja, a lâmpada tem a corrente de alta frequência modulada por uma onda de baixa frequência. Não é observado o aparecimento do fenômeno da ressonância acústica para os estudos realizados em [18],[20],[21].

O reator eletrônico, proposto em [20], apresenta alto fator de potência e baixo custo. Para minimizar a interferência eletromagnética gerada pelo reator eletrônico, a estrutura proposta de um único estágio para lâmpadas HPS, incorpora junto ao retificador de entrada um filtro LC. Esta topologia pode ser implementada em meia ponte e ponte completa [20]. Nesse reator, o fator de potência é comprometido a medida que a capacitância do filtro de entrada aumenta. Além disso, o fator de crista na lâmpada é maior que 1,7.

Outra topologia de conversor que pode operar com a tensão modulada aplicada à lâmpada HPS é o conversor CA-CA [21]. O reator eletrônico que utiliza esta topologia apresenta um alto fator de potência e supre a corrente CA em alta frequência à lâmpada HPS. Como na estrutura apresentada em [20], esta possui menor número de componentes e compactação quanto comparado com os reatores eletrônicos convencionais.

Pode-se observar que, em ambos os casos, o fator de crista da corrente aplicada à lâmpada é superior a 1,9. Para lâmpadas fluorescentes padrão o máximo valor permitido para o fator de crista é de 1,8, mesmo valor utilizado para as lâmpadas HPS [22]. Note que a utilização de altos valores de fator de crista podem resultar na redução dos lumens fornecidos e da vida útil [22]. Entretanto, recentes pesquisas mostram que um fator de crista maior que 1,7 não é um problema para a lâmpada HPS operando em alta frequência [23]. As normas vigentes que se referem ao fator de crista são: *American National Standard ANSI C78.42, Part IV "relevant lamp data sheets"*, na qual o máximo para o fator de crista é 1,8 e a *European Standard counterpart EN60662*, esta sendo mais rigorosa e tendo como valor máximo 1,7.

Devido ao problema do fator de crista e altas frequências de comutação é proposta uma segunda técnica a qual utiliza sinais modulados de tensão de forma a evitar o aparecimento da ressonância acústica. Com base na técnica de injeção de harmônicas na forma de onda de corrente aplicada à lâmpada, foi modificada a referência para a geração da modulação PWM. A nova referência, v_{ref} , é um sinal modulado, ou seja, uma senóide com uma frequência (fundamental, f_{fund}) multiplicada por outra (modulante, f_{mod}).

O sinal de referência para o modulador PWM é definido por (4) e (5) determina os limites para a tensão de referência:

$$v_{ref}(t) = \text{sen}(2\pi f_{fund}t) \text{sen}(2\pi f_{mod}t) \quad (4)$$

$$\begin{cases} v_{ref} > v_{sat} \Rightarrow v_{ref} = 0,5 \\ v_{ref} < -v_{sat} \Rightarrow v_{ref} = -0,5 \end{cases} \quad (5)$$

onde v_{sat} é determinado de forma que sejam atendidas as normas referentes ao fator de crista.

IV. PROJETO DO FILTRO LC

A injeção de harmônicas através da modulação PWM utilizando um inversor em ponte completa necessita de um filtro LC específico. O projeto do filtro LC é baseado no princípio que a fundamental e 3ª harmônica sejam: i) injetadas sem atenuações; e ii) com o mínimo de defasagem possível. Fazendo ω_0 igual à frequência da harmônica, ω_{3h} , deve-se escolher adequadamente a frequência de corte do filtro [17]. O filtro LC, de 2ª ordem, projetado para a injeção de harmônicas, tem sua função de transferência dada por (6):

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (6)$$

A condição (i) para o projeto do filtro LC é garantida por:

$$\omega \ll \omega_0 \Rightarrow \|G\| \rightarrow 1, \quad (7)$$

onde ω_0 é a frequência de corte. Para frequências que atendam a (7), garante-se que praticamente não há atenuação, ou seja, atende-se à condição (i). Define-se a frequência de corte do filtro em função da frequência da 3ª harmônica, ω_{3h} , conforme (8):

$$\omega_0 = \omega_{3h} \alpha \quad (8)$$

Uma vez definidos a frequência de corte e o fator de qualidade, a indutância L e a capacitância C são dadas como:

$$L = \frac{R_{lamp}}{Q\omega_0}; \quad (9)$$

$$C = \frac{Q^2 L}{R_{lamp}^2}. \quad (10)$$

V. ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

A norma editada pela *International Electrotechnical Commission Standard, IEC-61000-3-2*, estabelece os limites para a emissão de harmônicas de corrente em equipamentos (agrupados em classes) com corrente eficaz inferior a 16A (por fase).

O circuito para correção de fator de potência baseado no conversor *boost*, no modo de funcionamento contínuo, tem sido bastante utilizado devido às vantagens, especialmente, pela reduzida ondulação da corrente de entrada. Além disso, os componentes ficam sujeitos a menores valores de corrente. Por outro lado, exige, além da realimentação da tensão de saída (variável a ser controlada), uma medida do valor instantâneo da tensão de entrada, a fim de permitir o adequado controle da corrente absorvida da rede elétrica. Problemas de estabilidade também são característicos, devido à não-linearidade do sistema.

O controle repetitivo vem sendo empregado em inversores de sistemas de energia ininterrupto – SEI visando rejeitar perturbações periódicas advindas de cargas não lineares constituídas, por exemplo, por retificadores com filtro capacitivo alimentando cargas resistivas. Existem aplicações de controle repetitivo ao controle de conversores CA-CC via PWM [24],[25]. A diferença essencial entre estas aplicações e a do presente trabalho é que a correção do fator de potência

nos trabalhos citados se faz no controle do retificador (trifásico) enquanto nesse trabalho isto é feito no controle do conversor *boost*. Por esse motivo a rejeição da perturbação causada pela oscilação de baixa frequência no barramento CC, provocada pelo retificador não controlado, tem que ser feita no conversor *boost*.

A Figura 2 apresenta o diagrama do controlador repetitivo descrito em tempo discreto.

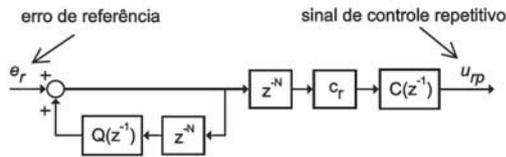


Fig. 2. Diagrama do controle repetitivo.

Note que o bloco z^{-N} atrasa o sinal de entrada (o erro $r-y$) de N intervalos amostrais que constituem um período do sinal de referência. O mesmo bloco de atraso z^{-N} pré inserido ao filtro $C(z^{-1})$ para torná-lo causal. Nesta estrutura, ainda, os blocos $Q(z^{-1})$ e $C(z^{-1})$ são filtros passa-baixas que tem por objetivo, segundo a idéia do Controle Repetitivo Modificado, garantir margem de estabilidade do sistema realimentado pela limitação da banda de frequências de sinais que o controle repetitivo é capaz de rastrear. Desta forma, $Q(z^{-1})$ pode ser substituída por uma constante menor do que um: $Q(z^{-1}) = qr < 1$.

Os parâmetros do controlador repetitivo, aplicado ao controle do conversor *boost* como estágio de correção do fator de potência, são: $q_r=0,1$, $c_r = -0,3$, $N=200$ e $C(z^{-1})=z^2$.

Para a implementação do conversor *boost* é necessária a determinação da indutância do conversor. A partir do modelo do conversor *boost* operando em modo de condução contínua, tem-se que a equação que define a ondulação (*ripple*) de corrente no indutor do *boost* é definida por:

$$\Delta i_L = \frac{(V_o - E)E}{f_s L V_o} \quad (11)$$

Para se determinar a corrente média no indutor do *boost*, em função da potência e da tensão de entrada, utiliza-se (12).

$$\bar{i}_L = \frac{P\sqrt{2}}{V_{rede}} \quad (12)$$

Para (12), assumindo a tensão E da forma $V\cos(\omega t)$ e sabendo-se que o ponto em que se tem a máxima ondulação (*ripple*) de corrente corresponde $E = V_o/2$, a equação para a indutância do conversor *boost* em função da ondulação máxima de corrente é:

$$L = \frac{V_o \eta}{4 f_s \Delta i_{\max}} \quad (13)$$

O diagrama do reator eletrônico implementado com as malhas de controle estudadas é apresentado na Figura 3. As características do reator eletrônico que será implementado são: potência de saída de 150W, tensão de saída do conversor *boost* V_o é de 250V, a frequência de comutação f_s é de 24kHz e a tensão da rede E é de 127V_{rms}/60Hz. O valor da indutância do conversor *boost* utilizada é de 3mH, para $\Delta i_{L,\max}$ de 40% do valor de I_L e o rendimento desejado, η , de 90%.

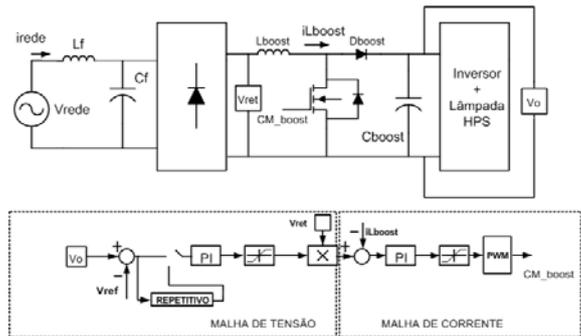


Fig. 3. Diagrama do reator eletrônico e suas malhas de controle.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais do inversor para o acionamento da lâmpada HPS sem a ocorrência da ressonância acústica. As lâmpadas, de potência nominal de 150W e tensão de alimentação de 100V_{rms}, utilizadas para os ensaios realizados foram a Lucalox LU150/100/D/40, GE®, VIALOX NAV-E 4Y, OSRAM-SILVANIA® e a SON PRO -150, PHILIPS®.

Os interruptores utilizados para implementar o reator eletrônico são IGBTs (IRGB20B60PD1). Para o comando destes IGBTs são utilizados os circuitos *driver* MC33153P da OnSemi®. O indutor do filtro ressonante, L , é implementado utilizando um núcleo de ferrite E42 da Thornton® e o capacitor, C , de polipropileno, é de 100nF/500V. O capacitor do circuito de ignição, C_{ign} , é de 5nF/3,2kV.

O ensaio realizado consistiu na injeção da 3ª harmônica com amplitude $a_3 = 1/3$ da fundamental, numa região onde se observa a ressonância acústica [2]. Esse ensaio tem como objetivo mostrar que a técnica proposta de injeção de harmônica via PWM não excita a ressonância acústica. Para esse ensaio utilizou-se a frequência fundamental de 3,5kHz, logo a da 3ª harmônica de 10,5kHz e a frequência de PWM de 32,768kHz. A frequência de ignição foi de 73,770kHz.

A Figura 4 mostra as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas à lâmpada HPS-150W, em regime.

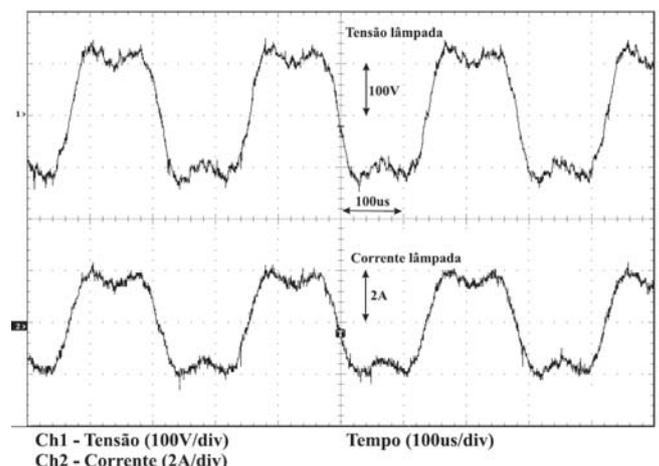


Fig. 4. Formas de onda de tensão (100V/div) e de corrente (2A/div) aplicadas à lâmpada HPS-150W. Escala de tempo: 100µs/div.

A influência da amplitude da terceira harmônica na ocorrência da RA, para esta faixa é apresentada na Figura 5 [17]. A frequência fundamental é de 3,5kHz e a frequência de comutação é de 32,746kHz.

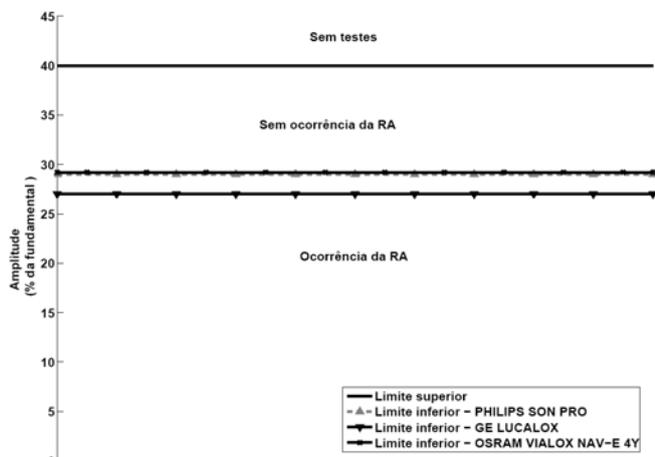


Fig. 5. Regiões determinadas pela amplitude da terceira harmônica.

Observando-se a Figura 5 pode-se determinar duas regiões delimitadas por a_3 (amplitude da terceira harmônica conforme (1)), com e sem aparecimento da RA. A região sem ocorrência de RA está situada entre $27\% < a_3 < 40\%$ da amplitude da fundamental. Observa-se ainda, que ao aumentar a_3 acima do valor de 40% da fundamental, não se pode sintetizar a tensão aplicada à lâmpada. Dessa forma entra-se na região de sobre-modulação, uma vez que ao somar a fundamental e a terceira harmônica a tensão de referência fica maior que 1. Ao se utilizar a técnica de injeção de harmônicas via PWM, o aumento da amplitude da tensão do barramento diminui o ruído audível.

As Figuras 6 e 7 apresentam o espectro harmônico da corrente e da tensão nas lâmpadas ensaiadas, respectivamente. Para esses ensaios a amplitude da 3ª harmônica foi 1/3.

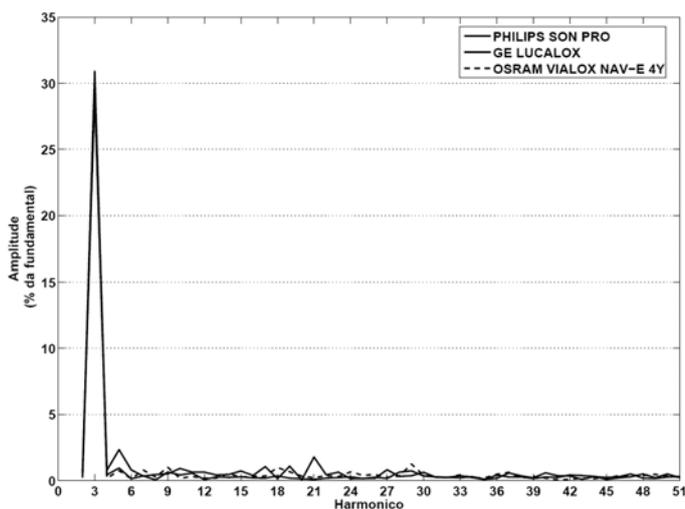


Fig. 6. Espectro harmônico da corrente na lâmpada, $f_{PWM}=32.768\text{Hz}$

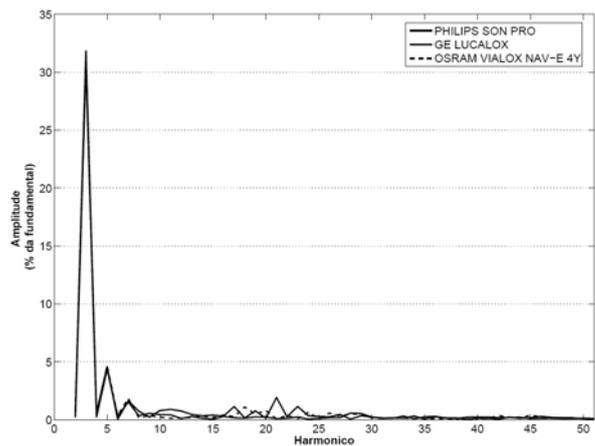


Fig. 7. Espectro harmônico da tensão na lâmpada, $f_{PWM}=32.768\text{Hz}$

Utilizando o mesmo protótipo descrito anteriormente, foi implementada a técnica de modulação de tensão com saturação para a comprovação da eficiência da mesma. A frequência de PWM foi igual a 32.678Hz, a frequência da fundamental foi de 12kHz e a frequência da modulante foi de 300Hz.

Para o estudo dos sinais modulados de tensão, que alimentam as lâmpadas HPS são feitas análises sobre os fatores que influenciam o fator de crista, de forma a atender as especificações do projeto. Estes fatores são a frequência de comutação (f_{PWM}), a frequência fundamental (f_{fund}), a frequência modulante e a tensão de saturação (v_{sat}).

A Figura 8 apresenta a variação do fator de crista (FC) em função da tensão de saturação (v_{sat}) para várias frequências de comutação (f_{PWM}).

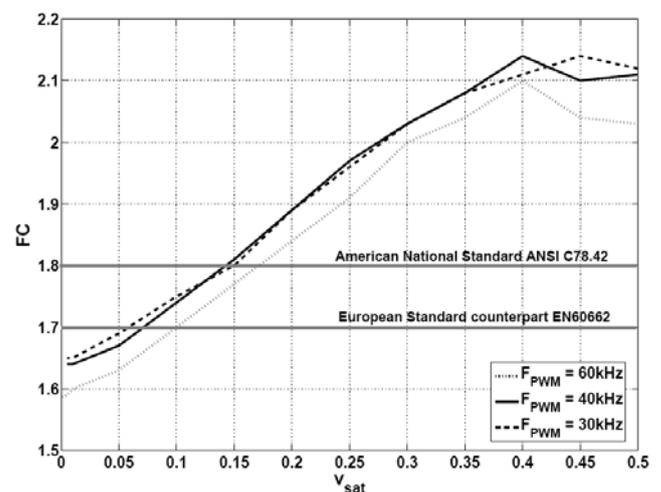


Fig. 8. Variação do FC em função da v_{sat} , para diferentes f_{PWM} .

A Figura 9 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas à carga resistiva de 80Ω, com $f_{fund} = 12\text{kHz}$ e $f_{mod} = 300\text{Hz}$. A frequência de comutação, f_{PWM} é de 32,678kHz e $v_{sat} = 0,1875$.

A Figura 10 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas à lâmpada no processo de aquecimento (entrada em regime), para $f_{fund} = 6\text{kHz}$, $f_{mod} = 300\text{Hz}$ e $v_{sat} = 0,1875$. A principal característica é a baixa potência devido ao grande deslocamento entre os máximos de tensão e de corrente.

A Figura 11 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas à lâmpada em regime permanente, para $f_{fund} = 6\text{kHz}$, $f_{mod} = 300\text{Hz}$ e $v_{sat} = 0,1875$. Ao se comparar com a Figura 12, na qual a $f_{fund} = 12\text{kHz}$, pode-se observar a melhoria no fator de crista e o melhor aproveitamento do barramento CC.

A Figura 12 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas à lâmpada HPS-150W, em regime permanente com potência nominal, para $f_{fund} = 12\text{kHz}$ e $f_{mod} = 300\text{Hz}$. Pode-se observar a modulação em amplitude, ou seja, uma modulante de baixa frequência modulando uma onda de alta frequência. A característica não-linear da lâmpada fica bem caracterizada [2].

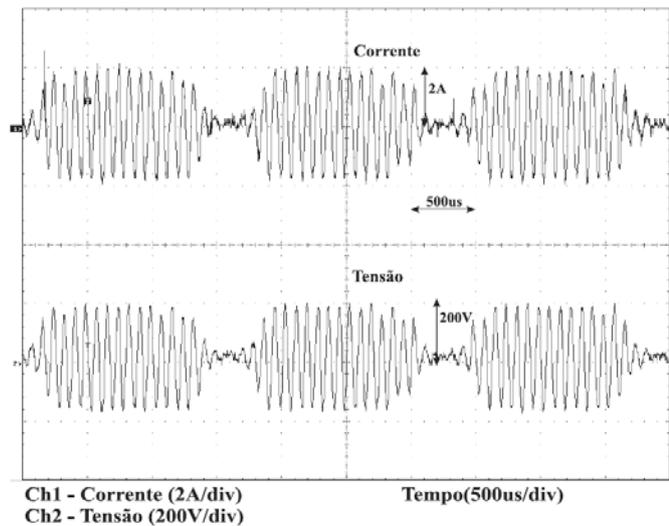


Fig. 9. Formas de onda de tensão (200V/div) e de corrente (2A/div) medidas na carga resistiva. Escala de tempo: 500 μ s/div.

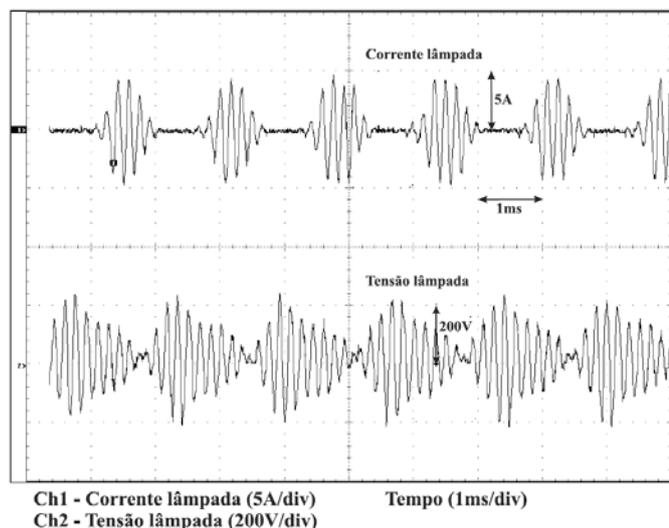


Fig. 10. Formas de onda de tensão (200V/div) e de corrente (5A/div) aplicadas à lâmpada HPS, em aquecimento. Escala de tempo: 1ms/div.

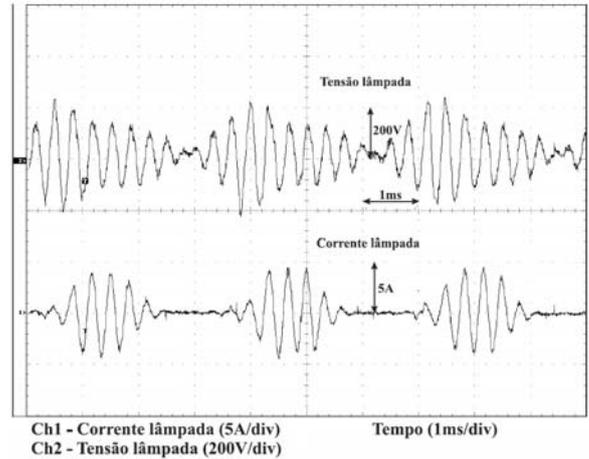


Fig. 11. Formas de onda de tensão (200V/div) e de corrente (5A/div) aplicadas à lâmpada HPS-150W, em regime permanente, $f_{fund} = 6\text{kHz}$ e $f_{mod} = 300\text{Hz}$. Escala de tempo: 1ms/div.

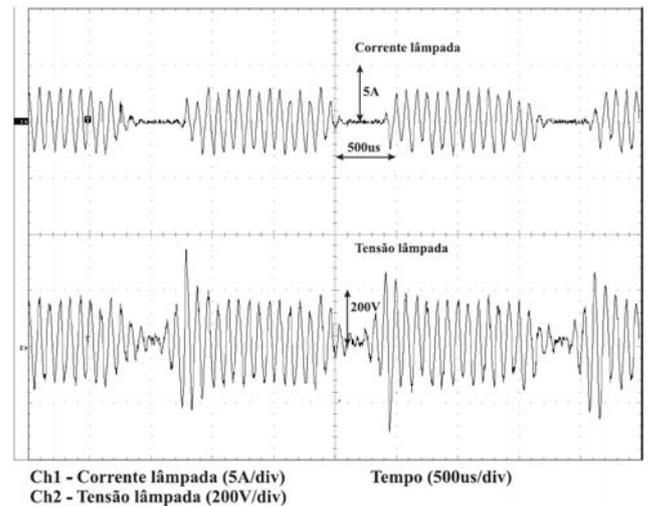


Fig. 12. Forma de onda da corrente (5A/div) e da tensão (200V/div) aplicada à lâmpada HPS-150W. Escala de tempo: 500 μ s/div.

Outra observação importante feita, obtida a partir da Figura 12, é que o valor máximo da corrente aplicada à lâmpada é 3,0A, e o seu valor eficaz é 1,72A, para $v_{sat} = 0,1875$. Dessa forma, o fator de crista é de 1,754, atendendo a norma ANSI C78.42, Parte IV.

A verificação da ocorrência, ou não, da ressonância acústica foi feita visualmente e através da análise da corrente CC [8]. É importante ressaltar que para a técnica de injeção de sinais modulados de tensão não foram observados *flicker* ou ruído audível na luminária.

A Figura 13 apresenta o circuito de ignição utilizado para proporcionar a alta tensão necessária para a ignição da lâmpada HPS-150W.

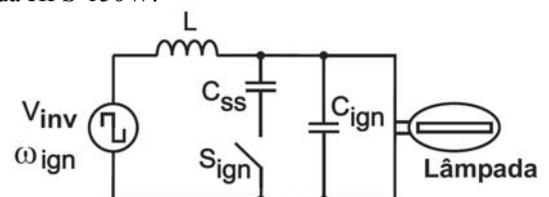


Fig. 13. Diagrama do circuito ignitor implementado.

A Figura 14 apresenta a forma de onda da tensão de ignição obtida através do ignitor proposto. Após o tempo de ignição determinado, é feita a comutação da frequência de ignição para a frequência de PWM e a inserção do capacitor de regime, C_{ss} , garantindo o valor da capacitância do filtro LC. Pode-se observar o fenômeno de batimento na tensão aplicada à lâmpada e que seu valor máximo é 1.900V. A frequência de ignição utilizada foi 73,770kHz. O relé utilizado, para implementar S_{ign} , foi o JX2RC2 da Metaltex®.

Após a ignição, estabelecida a capacitância total de operação em regime, é possível aplicar tanto sinais modulados quanto sinais com harmônicas.

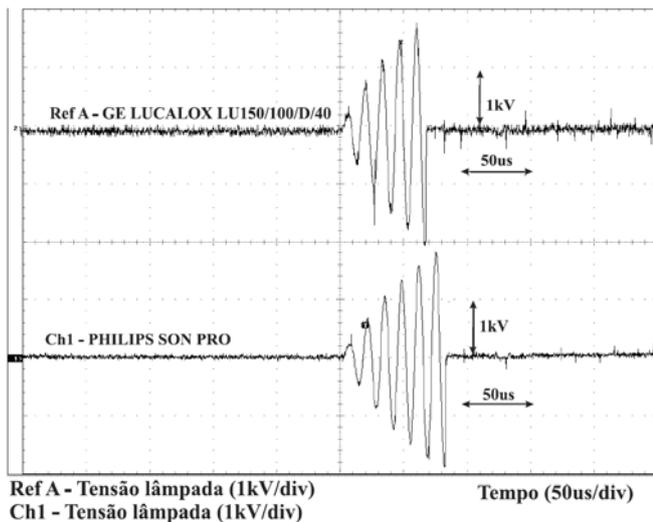


Fig. 14. Forma de onda da tensão de ignição (1kV/div) aplicada à lâmpada HPS-150W, para diferentes fabricantes. Escala de tempo: 50µs/div.

Neste processo duas características são relevantes: primeiro, a forma de onda de tensão de ignição é do tipo lobular, onde os valores elevados de tensão são atingidos periodicamente e, no caso de não acontecer a ignição, a tensão retorna a zero antes de uma nova tentativa; segundo, havendo a ignição, a tensão da lâmpada obtida por ressonância, cai a valores compatíveis com a sua operação em regime. Isto faz com que o estresse na lâmpada durante a ignição seja minimizado, levando a prolongar a sua vida útil.

Neste trabalho foram implementadas duas técnicas para o controle do conversor *boost*: a clássica (a tensão sendo amostrada na mesma frequência da corrente) e a que utiliza o controlador repetitivo. Para esses ensaios a referência para a tensão de saída foi de 250V. Dessa forma, diminui-se o valor de tensão aplicada no interruptor e reduz-se o valor da indutância do conversor *boost* para 3mH.

Para os ensaios realizados como o objetivo de avaliar as técnicas de controle descritas (clássica e repetitivo), variou-se a tensão de entrada de $127V \pm 15\%$ e o valor da capacitância de saída do conversor *boost*, C_{boost} . A variação da tensão de entrada tem como objetivo de avaliar a regulação do conversor. Já a variação da capacitância C_{boost} visa demonstrar o efeito do aumento da ondulação da tensão de saída do conversor na corrente de entrada.

O controle repetitivo é inserido na malha de tensão visando diminuir tal efeito. Em ambos os ensaios foram utilizados os mesmos ganhos para os controles PI (tensão e corrente), para avaliar a operação do controlador repetitivo. As Tabelas I e II apresentam as THD's, as amplitudes de cada harmônico para cada ensaio, o fator de potência, além da tensão e potência de saída.

TABELA I

Comparação entre a norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos para o controlador repetitivo e clássico para a capacitância do conversor *boost* $C_{boost} = 1500\mu F$.

Harmônico	Norma IEC	Clássico		Repetitivo		
		104	127	147	104	127
n	%	%	%	%	%	
2	2	0,7	1,2	1,7	0,27	0,41
3	30*FP	4	3,8	4,5	4	3,78
5	10	5,9	5,8	6,1	6	5,8
7	7	0,5	1	1,3	0,7	0,89
9	5	0,55	0,7	0,8	0,87	1,04
11	3	1,2	1	1,3	1,1	1,53
THD (%)		7,65	8,01	9,22	7,7	7,81
FP		0,992	0,993	0,979	0,997	1

TABELA II

Comparação entre a norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos para o controlador repetitivo e clássico para a capacitância do conversor *boost* $C_{boost} = 22\mu F$.

Harmônico	Norma IEC	Clássico		Repetitivo	
		104	147	104	147
n	%	%	%	%	%
2	2	1,61	1,7	0,27	0,32
3	30*FP	2,16	20,6	4,41	4,25
5	10	5,4	8,37	6,19	6,32
7	7	0,4	1,47	1,26	1,41
9	5	0,84	1,27	0,82	0,86
11	3	1,02	1,29	1,08	1,51
THD (%)		6,5	22,64	8,06	8,91
FP		0,997	0,92	0,997	0,987

As Figuras 15 e 16 apresentam as formas de onda de tensão e de corrente resultantes dos ensaios realizados utilizando os controles repetitivo e clássico, respectivamente.

A Figura 17 apresenta as formas de onda de tensão na saída do conversor *boost* para diferentes valores de capacitância do C_{boost} .

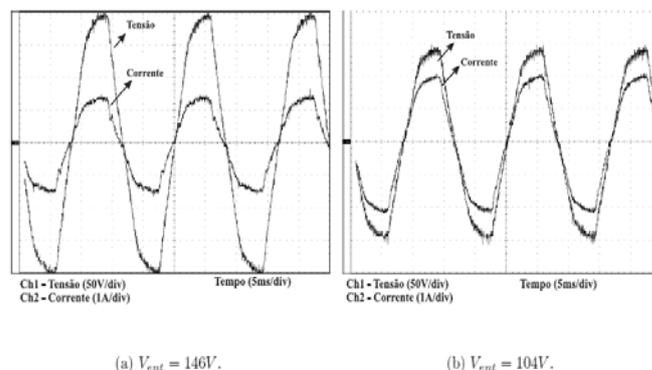


Fig. 15. Formas de onda de tensão (50V/div) e de corrente (1A/div) de entrada na rede elétrica, para $C_{boost} = 22\mu F$ - Cont. Repetitivo.

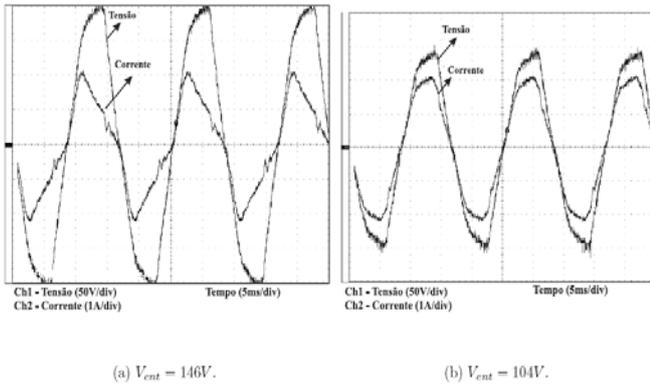


Fig. 16. Formas de onda de tensão (50V/div) e corrente (1A/div) de entrada na rede elétrica, para $C_{boost} = 22\mu F$ – Cont. Clássico. Escala de tempo: 5ms/div.

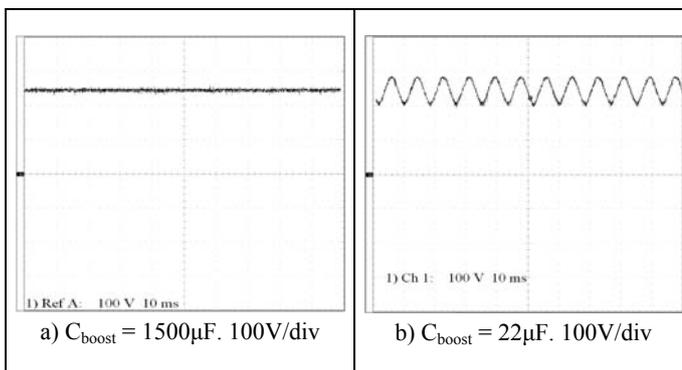


Fig. 17. Forma de onda de tensão de saída do conversor *boost*, para a) $C_{boost} = 1500\mu F$, (100V/div) e b) $C_{boost} = 22\mu F$ (100V/div) – Controlador Repetitivo. Escala de tempo: 10ms/div.

VII. CONCLUSÕES

O artigo apresenta uma técnica de injeção controlada de harmônicas e outra de sinais modulados utilizando modulação PWM. Um inversor em ponte completa, três níveis, utilizando PWM assimétrico com um filtro LC projetado para proporcionar a ignição da lâmpada e a operação em regime.

Uma das principais características da técnica proposta é a simplicidade da síntese da forma de onda da tensão aplicada à lâmpada. A injeção de harmônica à fundamental de tensão é utilizada para se evitar a RA. A amplitude da terceira harmônica é delimitada por uma região entre $27\% < a_3 < 40\%$ da amplitude da fundamental. Para as tensões moduladas, a técnica proposta apresenta um parâmetro, v_{sat} , o qual permite que a forma de onda sintetizada proporcione uma corrente na lâmpada HPS que atenda as normas vigentes.

Visando um reator eletrônico com alto fator de potência, um estágio de correção do fator de potência com um controlador repetitivo foi incorporado, tendo como objetivo eliminar a influência da frequência de 120Hz da tensão do barramento CC. Este controle adicionado ao estágio de correção de fator de potência apresenta uma melhora nos valores obtidos pelas técnicas usuais, sem proporcionar nenhum custo na implementação das mesmas.

O método de ignição da lâmpada de vapor de sódio, proposto, que consiste na mudança de frequências e

comutação de capacitores do filtro LC proporciona à lâmpada a tensão necessária para sua ignição, evitando-se assim um estresse desnecessário.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES - MEC pela bolsa de doutorado do aluno Lenin Martins Ferreira Moraes e FAPEMIG pelo suporte financeiro à pesquisa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] <http://www.eletronbras.gov.br/procel/site/areadeatuacao/iluminacaopublica/iluminacaopublicanobrasil.asp> acesso 05/05/2005.
- [2] J. de Groot, and J. van Vliet, *The High-Pressure Sodium Lamp*, Philips Technical Library, 1986.
- [3] S. Ben-Yaakov, and M. Gulko, "Design and performance of an electronic ballast for high-pressure sodium (HPS) lamps", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 44, n. 4, pp. 486-491, 1997.
- [4] F. J. Ferrero *et al.*, "Analysis and design of an ac/ac resonant converter as a high pressure sodium lamp ballast", in *Proc. of IEEE Industrial Electronics Society-IECON*, vol. 2, pp. 947-952, 1998.
- [5] C. Brañas *et al.*, "Contributions to the design and control of LCsCp resonant invert to drive high-power HPS lamp", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 796-808, 2000.
- [6] Q. Mao *et al.*, "MHz Operation of voltage-fed inverter for HID lamps using distributed constant line", *IEEE Transaction on Industrial Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 2120-2125, July/August 1998.
- [7] J. Cardesín *et al.*, "Low-Cost PFC ElectronicBallast for 250W HID Lamps Operating as Constant Power Source with 400kHz Switching Frequency", in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, no. 36, pp. 1130-1135, 2005.
- [8] A. Soares, and A. J. Perin, "Reator Eletrônico Para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 400W Sem Ressonância Acústica", in *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Applications-Induscon*, no. 6, 2004.
- [9] L. Laskai, P. Enjeti, and I. Pitel, "White noise modulation of high-frequency high-intensity discharge lamp ballasts", *IEEE Transaction on Industrial Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 1953-1961, May/June 1998.
- [10] W. Yan, Y. K. E. Ho, and S. Y. R HUI, "Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps", in *Proc. of IEEE Industry Application Society Annual Meeting-IAS*, vol. 35, pp. 3399-3406, 2000.
- [11] M. Ponce *et al.*, "Electronic ballast for HID lamps with high frequency squarewave to avoid acoustic resonance", in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference-APEC*, vol. 2, pp. 658-663, 2001.
- [12] M. Cò *et al.*, "Microcontrolled electronic gear for low wattage metal halide (MH) and High pressure (HPS) lamps", in *Proc. of IEEE Industry Application Society Annual Meeting-IAS*, vol. 3, pp. 1863-1868, 2002.

- [13] M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. García, J. Cardesin, and M. Rico-Secades, "Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps Under Low-Frequency Square-Waveform Operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 735-743, May 2007.
- [14] Y. Jiang, J. Zhou, and Z. Qian, "A novel single stage single switch PFC converter with constant power control for ballast for medium HID lamps", in *Proc. of IEEE Industry Application Society Annual Meeting-IAS*, vol. 5, pp. 3415-3418, 2000.
- [15] Y. Koshimura, N. Aoike, H. Kobayashi, and O. Nomura, "Several ways for stabilizing HID lamps operation on high frequency power", *J. Illum. Eng. Inst. Jpn.*, vol. 67, no. 2, pp. 55-61, 1983.
- [16] J. M. Alonso *et al.* "Evaluation of High-Frequency Sinusoidal Waveform Superposed with 3rd Harmonic for Stable Operation of Metal Halide Lamps", *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 721-727, May-June 2005.
- [17] L. M. F. Morais, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Junior, and P. C. Cortizo. "Acoustic resonance avoidance in high pressure sodium lamps via third harmonic injection in a PWM inverter - Based electronic ballast", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 912-918, May 2007.
- [18] L. M. F. Morais, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Junior, P. C. Cortizo, and F. N. A. Silva. "Acoustic resonance rejection via voltage modulation method for HPS lamps", in *Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics-ISIE*, pp. 2996-3001, 2007.
- [19] H. Peng *et al.*, "Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamp and an approach to detect its occurrence", in *Proc. IEEE Industry Application Society Annual Meeting-ISA*, vol. 3, pp. 2276-2283, 1997.
- [20] F. Dos Reis *et al.*, "Full Bridge Single Stage Electronic Ballast for a 250 W High Pressure Sodium Lamp", in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, no. 36, pp. 1094-1099, 2005.
- [21] G. C. R. Sincero, A. S. Franciosi, and A. Perin. "Reator eletrônico para lâmpada vapor de sódio de alta pressão de 250W com alto fator de potência utilizando conversor CA-CA" *SOBRAEP - Eletrônica de Potência*, vol. 11, no. 3, pp. 207-214, novembro 2006.
- [22] J. R. Coaton, *Lamps and Lighting*, fourth edition, Arnold 1997.
- [23] W. Kaiser, A. F. Correa, and R. P. Marques. "Electrode erosion in pulse operated high-pressure-sodium lamps", in *Proc. of IEEE Industry Applications Conference - IAS*, vol. 2, no. 39, pp. 1362-1367, 2004.
- [24] K. Zhou, and D. Wang, "Digital Repetitive Controlled Three-Phase PWM Rectifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 309-316, January 2003.
- [25] S-L. Jung, and H-S. Huang and Y-Y. Tzou, "A three-phase PWM AC-DC converter with low switching frequency and high power factor using DSP based repetitive control technique", in *Proc. of IEEE Power*

Electronics Specialists Conference - PESC, vol. 1, no. 29, pp. 517-523, 1998.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lenin Martins Ferreira Morais, nascido em 04/03/1978 em Pirapora-MG é engenheiro eletricitista (2000), mestre (2002) e doutor em Engenharia Elétrica (2007) pela Universidade Federal de Minas Gerais.

Atualmente é professor substituto do DELT da UFMG. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, reatores eletrônicos para lâmpadas AID, conversores para correção de fator de potência, sistemas de controle eletrônico.

Pedro Francisco Donoso-Garcia, nascido em 1955 em Lima, Peru é engenheiro eletricitista op. eletrônica (1981) pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul, mestre (1986) pela Universidade Federal de Minas Gerais e doutor em Engenharia Elétrica (1991) pela Universidade Federal de Santa Catarina.

Atualmente é professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal de Minas Gerais. Suas áreas de pesquisa incluem: Fontes de alimentação com alta eficiência, sistemas de energia ininterrupta, reatores eletrônicos, amplificadores de áudio lineares e chaveados.

Seleme Isaac Seleme Júnior, nascido em 1955 em Palmas-PR, é engenheiro eletricitista (1977) pela Escola Politécnica de São Paulo, mestre (1985) pela Universidade Federal de Santa Catarina, doutor (1994) em controle e automação pelo Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, França, e pós-doutorado no Power Electronic Group, University of California, Berkeley em 2002.

Atualmente é professor adjunto e chefe do DELT da UFMG. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, controle aplicado à eletrônica de potência, acionamentos elétricos e sistemas eletromecânicos.

Porfírio Cabaleiro Cortizo, nascido em Belo Horizonte-MG em 26/03/1955. Formado em Engenharia Elétrica em 1978 na UFMG e Doutorado em Engenharia Elétrica em 1984 no Institut National Polytechnique de Toulouse, França.

Desde 1984 é professor do DELT da UFMG, no cargo de Professor Associado. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em Sistemas de Alimentação Ininterrupta (UPS), fontes chaveadas de alta frequência e técnicas de controle empregando DSP's.

Marcos Antônio Severo Mendes, nascido em Patos de Minas-MG em 08/03/1967. Graduiu-se em Engenharia Elétrica pela UFMG em 1994. Em 2001 recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo PPGE-UFMG.

Atualmente é professor Adjunto do Departamento de Engenharia Eletrônica da UFMG. Desde 2001 vem desenvolvendo trabalhos de ensino, pesquisa e orientação de alunos de graduação e pós-graduação na UFMG. As principais áreas de interesse são: Eletrônica, Eletrônica de Potência, Métodos de Modulação em Largura de Pulso, Processadores Digitais de Sinais e suas aplicações.