

MODELAGEM E CONTROLE DE UM DRIVER DE LEDS DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR *BOOST*

Fernando J. Nogueira, Lucas H. G. Resende, Ruan M. Ferraz, Fabricio O. Coelho, Edmar S. Silva, Guilherme M. Soares, Henrique A. C. Braga

Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Núcleo de Iluminação Moderna (NIMO), Juiz de Fora – MG, Brasil
e-mail: fernando.nogueira@engenharia.ufjf.br, henrique.braga@ufjf.edu.br

Resumo – Este artigo detalha a análise e o projeto de um controlador (ou *driver*) de LEDs baseado no pré-regulador *boost* de baixa frequência e sua aplicação em luminárias de iluminação pública. A análise do circuito é revisada, sendo proposto um modelo dinâmico do conversor e metodologias de projeto para o controlador e compensador de malha fechada. Resultados experimentais são mostrados para uma luminária LED de 165 W. Em complementação ao texto, é realizada uma discussão sobre o fenômeno da cintilação (*flicker*) ocasionado pela corrente de baixa frequência fornecida aos LEDs por esse *driver*.

Palavras-Chave – Correção de Fator de Potência, *Driver* de LEDs em Baixa Frequência, LEDs de Potência, Pré-regulador *Boost*.

MODELING AND CONTROL OF A LOW FREQUENCY OFFLINE LED DRIVER BASED ON BOOST PRE-REGULATOR

Abstract – This paper presents an offline LED driver inspired on the low frequency boost pre-regulator converter and its application to street lighting luminaires. The analysis of the LED driver is revised, being also proposed a simplified dynamic model for the main converter as well as design methodologies for the driver and its closed-loop control circuit. Experimental results are shown to an LED luminaire operating in 165 W. As a complement, it is included a discussion about the flicker phenomenon due to the low frequency current imposed to the LED string.

Keywords – Boost Pre-Regulator, High Power LEDs, Low Frequency LED Driver, Power Factor Correction.

I. INTRODUÇÃO

Os diodos emissores de luz (LEDs) estão cada vez mais presentes nos sistemas de iluminação pública (IP) devido às suas características de elevada eficácia luminosa (150 lm/W [1],[2]), elevado índice de reprodução de cores, resistência a abalos mecânicos, capacidade de emitir luz branca e longa vida útil (até 100.000 horas [3],[4]).

As luminárias LED de IP necessitam de um controlador eletrônico, também conhecido como *driver*. Embora

topologias sofisticadas sejam frequentemente propostas como *drivers* para LEDs, é interessante investigar soluções simples, propícias a implementação e consecução de produtos comerciais de baixo custo, que também sejam compatíveis com a longa vida útil dos módulos de LEDs. Por isso, estudos envolvendo *drivers* em baixa frequência vêm atraindo o interesse de alguns grupos de pesquisa, que nos últimos anos propuseram basicamente dois tipos de soluções: a) sem o emprego de interruptores autocomutados (transistores), denominadas soluções passivas [5], [6], e b) soluções empregando transistores, denominadas ativas [7], [8].

Este artigo apresenta um conversor CA-CC inspirado no pré-regulador *boost* com controle de corrente na saída utilizado como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública de 165 W. Tal conversor tem seu interruptor comutado em baixa frequência, geralmente no dobro da frequência da rede elétrica, de acordo com a estratégia descrita em [9].

A solução proposta se diferencia do pré-regulador *boost* original porque não é concebida para garantir uma tensão de saída regulada, mas sim uma corrente média regulada, de acordo com as especificações dos diodos emissores de luz. Além disso, esse conversor não faz uso de um diodo em série com a carga nem emprega capacitores eletrolíticos, o que lhe pode conferir uma vida útil mais elevada. À semelhança da solução original, o *driver* proposto pode alcançar elevado fator de potência (FP), reduzida distorção harmônica da corrente de entrada (THD), elevada eficiência, corrente de saída compatível com os módulos de LED, nível de potência compatível com os encontrados em luminárias LED de iluminação pública e conformidade com a norma IEC 61.000-3-2 Classe C [10]. A discussão sobre conversores CA-CC operando em baixa frequência já foi considerada pelos autores em publicações anteriores destinadas a conferências científicas [7], [8], [11]. O que destaca o presente trabalho dos demais é seu rigor matemático, o maior detalhamento do projeto e a operação em malha fechada controlada (análise, projeto e experimentação).

II. CONTROLADOR EM BAIXA FREQUÊNCIA PARA LEDS DERIVADO DO PRÉ-REGULADOR *BOOST*

Na Figura 1 é ilustrada a adaptação do pré-regulador *boost* de baixa frequência como um circuito de acionamento de LEDs. Nessa figura, a tensão da fonte de alimentação é representada por v_s , o indutor por L e o transistor de comutação por M .

Artigo submetido em 15/12/2016. Primeira revisão em 19/02/2017. Aceito para publicação em 25/04/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

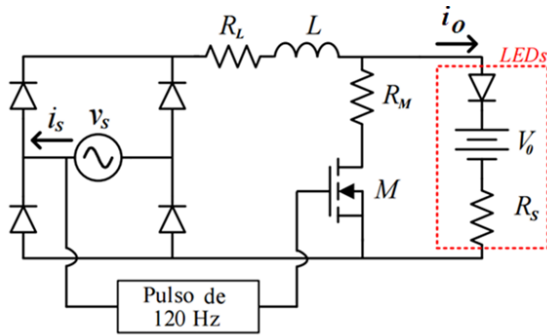


Fig. 1. Conversor de baixa frequência como *driver* para LEDs.

Nota-se, também, que o arranjo de LEDs é representado pelo seu modelo elétrico clássico, i. e., um diodo ideal com uma resistência R_s em série com uma queda de tensão V_o . Uma vez que os *drivers* de baixa frequência necessitam de indutâncias que podem chegar a centenas de milihenries [11], as perdas que ocorrem no indutor real são consideradas de forma simplificada aqui, de modo que a resistência série (R_L) do indutor é incluída na análise.

Além disso, também é considerada a resistência de condução (R_M) do interruptor M , ao passo que os demais componentes são considerados ideais.

A técnica de comutação consiste em um pulso de duração T_{on} no início de cada semiciclo da tensão de entrada, o que corresponde a uma frequência de comutação (f_c) de 120 Hz (assumindo que a frequência de v_s, f_s , é igual a 60 Hz).

A. Modelagem Matemática da Corrente de Entrada para o Semiciclo Positivo

É possível encontrar a expressão da corrente de entrada i_s considerando duas etapas de operação do conversor. Alguns dos parâmetros aqui utilizados são representados na Figura 2.

1) *Etapa 1 - Interruptor M fechado* ($0 \leq t \leq T_{on}$): No intervalo de tempo que o interruptor M está fechado, a corrente de saída é nula. A corrente de entrada é dada por:

$$i_{s1}(t) = a_{s1} e^{-\frac{R_1 t}{L}} - b_{s1}(t) \quad (1)$$

sendo a_{s1} e b_{s1} expressos por:

$$a_{s1} = \frac{L \cdot V_p \cdot \omega}{Z_1^2} \quad (2)$$

$$b_{s1}(t) = \frac{R_1 V_p}{Z_1^2} \left[\frac{L}{R_1} \omega \cos(\omega t) - \text{sen}(\omega t) \right] \quad (3)$$

$$Z_1^2 = (L\omega)^2 + R_1^2 \quad (4)$$

Sendo i_{s1} a corrente de entrada na primeira etapa de operação, V_p o pico da tensão de entrada, $\omega = 2\pi f_s$ e R_1 a soma das resistências R_L e R_M .

O pico da corrente de entrada (I_m) neste intervalo ocorre quando $t=T_{on}$ e é dado por:

$$I_m = a_{s1} e^{-\frac{R_1 T_{on}}{L}} - b_{s1}(T_{on}) \quad (5)$$

Deve-se observar que (5) também pode ser utilizada para se calcular a corrente máxima no interruptor.

2) *Etapa 2 - Interruptor M aberto* ($T_{on} \leq t \leq T_f$): No intervalo de tempo em que o interruptor M está aberto, a corrente de entrada se iguala à corrente de saída e é dada por:

$$i_{s2}(t - T_{on}) = i_o(t - T_{on}) = a_{s2} e^{-\frac{R_2(t - T_{on})}{L}} - b_{s2} \quad (6)$$

Nesse caso, considera-se R_2 o somatório entre a resistência R_s do arranjo de LEDs e R_L do indutor. As variáveis a_{s2} e b_{s2} são dadas por:

$$a_{s2} = I_m + \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_p R_2}{Z_2^2} \left[\frac{L\omega}{R_2} \cos(\omega T_{on}) - \text{sen}(\omega T_{on}) \right] \quad (7)$$

$$b_{s2} = \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_p R_2}{Z_2^2} \left[\frac{L}{R_2} \omega \cos(\omega t) - \text{sen}(\omega t) \right] \quad (8)$$

$$Z_2^2 = (\omega L)^2 + R_2^2 \quad (9)$$

A corrente eficaz de entrada é calculada a partir de:

$$I_{S_{Eficaz}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \left(\int_0^{T_{on}} [i_{s1}(t)]^2 dt + \int_{T_{on}}^{T_f} [i_{s2}(t)]^2 dt \right)} \quad (10)$$

A corrente média de saída (nos LEDs) pode ser encontrada por:

$$I_o_{\text{medio}} = \frac{\omega}{\pi} \int_{T_{on}}^{T_f} i_{s2}(t) dt \quad (11)$$

A potência de entrada, P_{in} e a potência de saída, P_{out} , podem ser calculadas, respectivamente, por:

$$P_{in} = \frac{\omega}{\pi} \left[\int_0^{T_{on}} (i_{s1}(t)) V_p \text{sen}(\omega t) dt + \dots \right] \quad (12)$$

$$P_{out} = \frac{\omega}{\pi} \left[\int_{T_{on}}^{T_f} (i_{s2}(t)) V_o dt + \int_{T_{on}}^{T_f} (i_{s2}(t))^2 R_s dt \right] \quad (13)$$

Os principais parâmetros a serem escolhidos para a implementação desse *driver* são a indutância (L) e o tempo que o interruptor permanece fechado (T_{on}).

Portanto, estabelecendo os valores de V_p , V_o , R_s , R_M , R_L e providenciando os valores adequados para L e T_{on} , as formas de onda de interesse desse conversor podem ser esboçadas como na Figura 2.

A forma de onda de corrente de entrada (Figura 2a) resulta em um FP naturalmente elevado [9], parâmetro que também poderia ser computado com auxílio de (1) e (6).

Deve ser ressaltado que a modelagem matemática realizada é válida para o conversor operando em MCD (modo de condução descontínua). Portanto, a corrente i_{s2} deve chegar a zero antes que um novo ciclo se reinicie.

O valor de T_f pode ser encontrado igualando-se (6) a zero. Porém, essa solução não pode ser resolvida analiticamente. Portanto, métodos numéricos, gráficos ou soluções computacionais devem ser aplicadas para se encontrar o valor de T_f . Esse trabalho fez uso do aplicativo *MATLAB* com o objetivo de se encontrar o valor de T_f .

Uma proposta conceitual e simplificada de projeto do conversor de baixa frequência foi apresentada em [12] para um controlador de baixa potência isolado. A próxima seção detalha o projeto para o *driver* para LEDs orientado à iluminação pública.

III. PROJETO DE DRIVER PARA UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA

A fim de se avaliar a aplicação do conversor delineado na seção anterior, o projeto de um *driver* para uma luminária LED de iluminação pública é proposto. Essa luminária possui um arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série, cujas principais características são mostradas na Tabela I. Tendo em vista a natureza pulsada da corrente imposta aos LEDs (conforme análise da seção anterior) e os parâmetros definidos pelo fabricante, propõe-se alimentar o arranjo com uma corrente média de 540 mA. Esse valor foi escolhido levando-se em consideração o efeito *droop* nos LEDs [13].

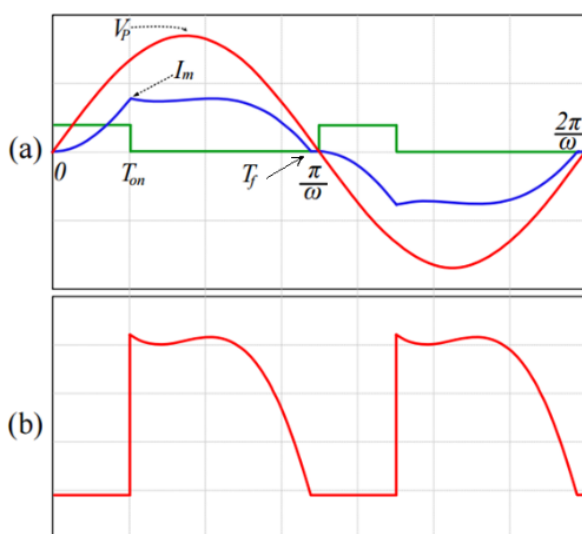


Fig.2. Esboço das principais formas de onda do conversor *boost* de baixa frequência: (a) Tensão de entrada (vermelho), 150 x corrente de entrada (azul) e 5 x sinal de disparo do interruptor (verde) e (b) corrente na saída.

TABELA I
Principais Parâmetros dos LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40

Parâmetros	Valores
Máxima Potência de Operação	3 W
Máxima Tensão Direta	3,25 V
Temperatura de Cor Correlata	4.000 K
Fluxo Luminoso	200 lm @ 700 mA
Máxima Corrente CC de Operação	1.000 mA
Máxima Corrente de Pico	1.200 mA
Índice de Reprodução de Cores	75

Além disso, devido à característica descontínua da corrente nos LEDs, valores mais elevados de corrente média implicam em valores mais altos da corrente de pico, o que pode levar os LEDs a trabalharem em uma temperatura mais elevada (o que pode causar redução na vida útil do LED) e corrente acima da indicada pelo fabricante.

A. Modelo Elétrico do Arranjo de LEDs

O modelo elétrico dos LEDs foi obtido experimentalmente, empregando-se regressão linear da tensão do arranjo de LEDs em função da corrente que flui pelos elementos considerando uma faixa de operação entre 350mA e 750mA. O coeficiente angular encontrado foi R_s igual a 24,38 Ω com V_o igual a 259,81 V. A temperatura ambiente observada durante o experimento foi de 25 °C, considerada típica.

B. Definição dos Parâmetros T_{on} e L

Na Figura 3 são mostradas as curvas parametrizadas da corrente média de saída, conforme (11), para o conversor proposto com diferentes valores de T_{on} e L . Para o caso em questão, foram considerados uma tensão de entrada de 220 V rms (V_p igual a 311 V), R_L igual a 13,50 Ω , R_M igual 0,50 Ω e os valores obtidos para o modelo elétrico do arranjo de LEDs.

Considerando os possíveis valores de indutância e tempo de condução do interruptor, foram escolhidos L igual a 370 mH e T_{on} igual a 2,65 ms. Estes valores foram adotados porque viabilizam a obtenção da corrente média de saída desejada (540mA) e o atendimento aos limites previstos na norma IEC 61000-3-2 Classe C, conforme será verificado e discutido em seção posterior neste artigo.

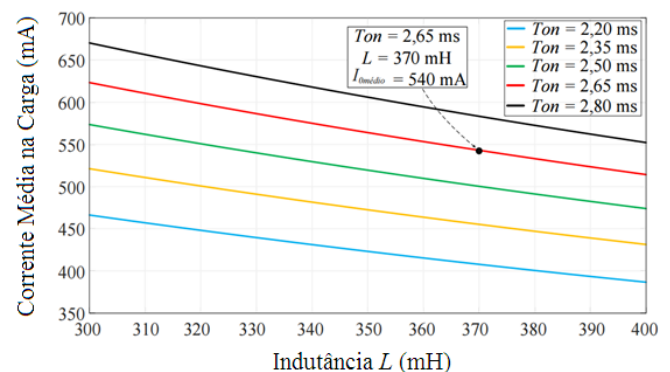


Fig. 3. Corrente média de saída em função da variação de L e T_{on} .

É importante mencionar que o uso de indutâncias menores pode implicar na ocorrência de picos de corrente acima do suportado pelos LEDs e em deformações na qualidade da onda de corrente de entrada.

C. Projeto do Indutor

O projeto do indutor foi realizado de acordo com [14], e tem os principais parâmetros definidos na Tabela II.

Devido ao fato do *driver* proposto operar em baixa frequência, o indutor projetado é mais volumoso que os indutores utilizados nos *drivers* de alta frequência. Isso ocorre não só pela limitação da baixa frequência, mas também pelo fato de o indutor do conversor estudado neste trabalho ser o elemento que fornece energia para a carga de LEDs, tão logo o interruptor *M* seja desligado (Etapa 2). Portanto, o volume do indutor do *driver* proposto também está relacionado à potência da carga.

D. Dimensionamento do Interruptor *M*

Conforme descrito na seção anterior, é possível encontrar a corrente de pico que flui no interruptor utilizando (5). Já o valor máximo de tensão sobre esse elemento pode ser estimado por:

$$V_M = I_m R_s + V_0 \quad (14)$$

Assim, usando os parâmetros e condições propostos, o interruptor *M* deverá ser capaz de suportar uma corrente I_m maior do que 989 mA e uma tensão V_M maior do que 283,20 V. O interruptor escolhido é o *MOSFET* IRF840 ($I_D = 8$ A, $V_{DS} = 500$ V e $R_{DS(on)} \leq 0,85 \Omega$).

E. Circuito de Disparo do *MOSFET*

O circuito de disparo do *MOSFET* foi construído empregando-se um circuito integrado (CI) TCA 785 para sincronismo com a tensão da rede. Esse CI faz a detecção do momento que a senóide da tensão de entrada passa pelo zero e fornece em sua saída um pulso de largura de 1 ms, com amplitude V_{cc} igual a 15 V. Por sua vez, esse pulso é direcionado ao microcontrolador Texas Stellaris® EK-LM4F120XL, por meio do optoacoplador 6N135. O microcontrolador gera em sua saída o pulso de largura T_{on} definida em projeto.

TABELA II
Parâmetros do Indutor

Parâmetros	Valores
Indutância, L	370 mH
Corrente Eficaz no Indutor, I_{LRMS}	749 mA
Densidade Máxima de Fluxo Magnético, B_{max}	1,13 T
Frequência, f	120 Hz
Largura do Tronco Central da Lâmina EI	2,20 cm
Espessura do Núcleo	2,60 cm
Número de Espiras	666
Fio de Cobre Esmaltado	24 AWG
Espessura do Entreferro	0,078 cm

Um segundo optoacoplador HCPL3120, replica o pulso de largura T_{on} com uma amplitude de valor V_{GS} igual a 15 V, a fim de fazer o acionamento do *MOSFET* IRF840. Nota-se que os optoacopladores 6N135 e HCPL 3120 também possuem a função de isolar o microcontrolador.

O diagrama simplificado do circuito de comando é mostrado na Figura 4.

F. Principais Características Elétricas

Definidos os principais componentes e parâmetros de projeto do *driver*, é possível calcular as principais características elétricas da luminária LED.

A corrente eficaz de entrada é calculada a partir de (10), e tem valor igual a 749 mA.

Os valores de potência de entrada e potência de saída são obtidos utilizando (12) e (13), e valem respectivamente 162,8 W e 155,2 W, resultando em uma eficiência estimada de 95,3 %.

Nota-se que os níveis de potência obtidos estão dentro de valores típicos para *drivers* de luminárias LED de IP [15].

Os valores teóricos de distorção harmônica total (*THDi*) e fator de potência foram obtidos por meio de expressões clássicas baseadas na Série de Fourier, aplicadas às relações da corrente de entrada dadas por (1) e (6), sendo respectivamente 9,3% e 0,99.

G. Principais Parâmetros e Componentes Utilizados no Protótipo

Os principais parâmetros considerados para a luminária LED e os componentes mais relevantes utilizados na construção do protótipo são descritos nas Tabelas III e IV, respectivamente. O fluxo luminoso estimado foi obtido com base nos dados da quarta linha da Tabela I, empregando-se uma regra de três simples para a corrente nominal proposta.

IV. MODELAGEM DO DRIVER DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST E PROJETO DE UM COMPENSADOR DIGITAL

Apesar de a tensão de alimentação nominal em sistemas de iluminação pública terem um valor eficaz típico de 220 V, as concessionárias de energia podem fornecer uma tensão eficaz que varia de 202V a 231V [16]. Essas variações, além de causarem mudanças no fluxo luminoso da luminária, podem levar os LEDs a trabalharem com correntes acima das recomendadas pelo fabricante, o que pode acarretar em uma redução de sua vida útil ou mesmo levá-los a uma falha irreversível. Assim, é necessário associar ao *driver* um sistema de controle para atuar em malha fechada, a fim de se manter a corrente nos LEDs nos limites previstos, mesmo que variações ocorram na tensão de entrada ou nas características da carga.

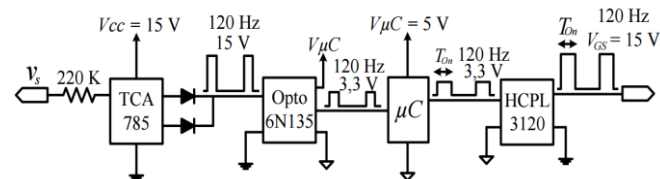


Fig. 4. Diagrama simplificado do circuito de acionamento do MOSFET.

TABELA III
Parâmetros Nominais da Luminária LED

Parâmetros	Valores
Potência de Saída, P_{out}	155,2 W
Tensão Eficaz de Entrada, V_s (rms)	220 V
Corrente Média no LED, $I_{omédio}$	540 mA
Tempo do Interruptor Fechado, T_{on}	2,65 ms
Frequência de comutação, f_c	120 Hz
Indutância, L	370 mH
Resistência Série do Arranjo de LEDs, R_s	24,38 Ω
Tensão de Joelho do Arranjo de LEDs, V_o	259,81 V
Fluxo Luminoso Estimado	~ 14.811 lm

TABELA IV
Principais Componentes do Protótipo

Componentes	Modelos
Interruptor (Transistor)	IRF840
Ponte Retificadora	2kBP06M
Parâmetros do Indutor	Indicado na Tabela II
CI Detector de Zero	TCA 785
Microcontrolador	Stellaris EK-LM4F120XL
Optoacopladores	HCPL3120 e 6N135

A. Modelo Médio do Driver de Baixa Frequência

A técnica utilizada para obtenção do modelo consiste em substituir os elementos não lineares do conversor por fontes de corrente que representam as perturbações de pequenos sinais na corrente média [17].

O circuito médio equivalente do conversor de baixa frequência é mostrado na Figura 5. O interruptor M e o diodo ideal do modelo equivalente dos LEDs foram substituídos por fontes de corrente equivalentes.

As fontes de corrente e a tensão retificada de entrada são representadas por:

$$\langle i_M \rangle_{T_c} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_{on}} i_{s_1}(t) dt \quad (15)$$

$$\langle i_o \rangle_{T_c} = \frac{1}{T_c} \int_{T_{on}}^{T_f} i_{s_2}(t) dt \quad (16)$$

$$\langle v_{ret} \rangle_{T_c} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} v_s(t) dt \quad (17)$$

sendo que o símbolo $\langle \rangle_{T_c}$ representa o valor médio das variáveis no período de comutação T_c e v_{ret} a tensão de entrada retificada. Fica claro que $T_c = 1/(2f_s) = 1/120 = 8,33$ ms.

B. Modelo de Pequenos Sinais do Driver de Baixa Frequência

O modelo de pequenos sinais pode ser obtido pela linearização de (15) e (16) no ponto de operação do conversor e escrevendo as variações $i_M(s)$ e $i_o(s)$ como combinações

lineares em função das variáveis de interesse (T_{on} e V_p). Essas combinações lineares são:

$$i_M(s) = J_{Mt} t_{on}(s) + G_{Mv} v_p(s) \quad (18)$$

$$i_o(s) = J_{Dt} t_{on}(s) + G_{Dv} v_p(s) \quad (19)$$

sendo que J_{Mt} , G_{Mv} , J_{Dt} e G_{Dv} são as derivadas parciais das correntes médias dos interruptores no ponto de operação Q do conversor, declaradas em:

$$J_{Mt} = \left. \frac{\partial \langle i_M \rangle_{T_c}}{\partial T_{on}} \right|_Q \quad ; \quad G_{Mv} = \left. \frac{\partial \langle i_M \rangle_{T_c}}{\partial V_p} \right|_Q$$

$$J_{Dt} = \left. \frac{\partial \langle i_o \rangle_{T_c}}{\partial T_{on}} \right|_Q \quad ; \quad G_{Dv} = \left. \frac{\partial \langle i_o \rangle_{T_c}}{\partial V_p} \right|_Q \quad (20)$$

Em (21) e (22) são mostradas respectivamente as expressões que representam J_{Dt} e G_{Dv} , que serão utilizadas para se obter as principais funções de transferência desse conversor. Como visto, são expressões longas, mas bem manipuladas com auxílio de aplicativos matemáticos.

As demais expressões literais resultantes de (20) são igualmente extensas, sendo omitidas aqui. Podem ser obtidas manipulando-se as relações indicadas na Seção II, ou com auxílio de aplicativos capacitados para álgebra simbólica, como o *MATLAB* ou o *MATHCAD*.

A partir de (18) e (19), chega-se ao modelo equivalente médio de pequenos sinais, mostrado na Figura 6.

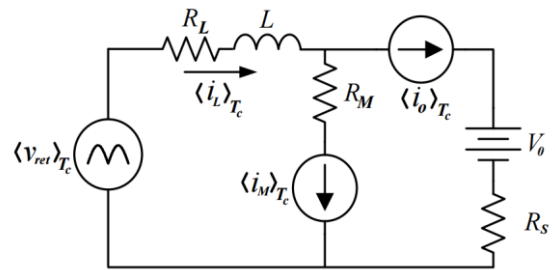


Fig. 5. Circuito médio equivalente do driver de baixa frequência.

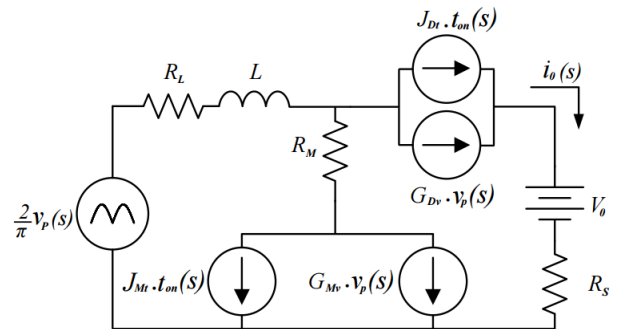


Fig. 6. Modelo equivalente médio de pequenos sinais do conversor de baixa frequência derivado do pré-regulador boost.

$$J_{Dt} = - \frac{\omega \{ AL\omega V_p Z_2^2 [R_1 - B(R_1 - R_2)] - (B-1) \{ V_p \text{sen}(\alpha) [R_2^2 Z_1^2 + L^2 \omega^2 (Z_1^2 - Z_2^2)] - V_o Z_1^2 Z_2^2 \} + B \cdot R_1 R_2 Z_2^2 V_p \text{sen}(\alpha) \}}{\pi R_2 Z_1^2 Z_2^2} \quad (21)$$

$$G_{Dv} = - \left\{ \frac{R_2^2 [\cos(\beta) - \cos(\alpha)] + L\omega R_2 [\text{sen}(\beta) - \text{sen}(\alpha)] + (B-1) [L^2 \omega^2 \cos(\alpha) - L\omega R_2 \text{sen}(\alpha)]}{\pi R_2 Z_2^2} + \frac{L\omega (B-1) [R_1 \text{sen}(\alpha) + AL\omega]}{\pi R_2 Z_1^2} \right\} \quad (22)$$

$$A = e^{\frac{-R_1 T_{on}}{L}} - \cos(\alpha); \quad B = e^{\frac{-R_2 (T_f - T_{on})}{L}}; \quad \alpha = \omega T_{on}; \quad \beta = \omega T_f. \quad (23)$$

Analisando a malha de saída do circuito da Figura 6, é possível encontrar a seguinte expressão:

$$i_o(s) = J_{Dt} t_{on}(s) + G_{Dv} v_p(s) \quad (24)$$

que dá origem à função de transferência da saída em relação ao sinal de controle, e da saída em relação à tensão de pico da entrada, representadas respectivamente por:

$$T_i(s) = \frac{i_o(s)}{t_{on}(s)} = J_{Dt} \quad (25)$$

$$T_v(s) = \frac{i_o(s)}{v_p(s)} = G_{Dv}. \quad (26)$$

Substituindo os valores da Tabela III, nas expressões resultantes a partir de (20), encontram-se os parâmetros do modelo de pequenos sinais reunidos na Tabela V.

Observa-se que a função de transferência do conversor, $i_o(s)/t_{on}(s)$, é de ordem zero, em função da ausência do capacitor em paralelo com a carga, ou seja, $T_i(s) = J_{Dt} = 275,69 \text{ A/s}$.

C. Validação do Modelo de Pequenos Sinais Por Meio da Resposta em Frequência do Conversor

A resposta em frequência do modelo de pequenos sinais dado por $T_i(s)$, bem como os obtidos por simulação (PSIM) e experimentalmente, por meio de ensaios preliminares com o protótipo do conversor, são mostrados na Figura 7. A frequência limite de 60 Hz representa metade da frequência de comutação, respeitando o teorema de Nyquist e comprovando a validade do modelo.

D. Projeto do Compensador

O diagrama de blocos do *driver* de baixa frequência em configuração de malha fechada (sistema controlado) pode ser visto na Figura 8.

TABELA V

Parâmetros do Modelo de Pequenos Sinais do *Driver* de Baixa Frequência

Parâmetro	Valor	Unidade
J_{Mt}	118,68	A/s
G_{Mv}	$3,52 \cdot 10^{-4}$	A/V
J_{Dt}	275,69	A/s
G_{Dv}	$5,36 \cdot 10^{-3}$	A/V

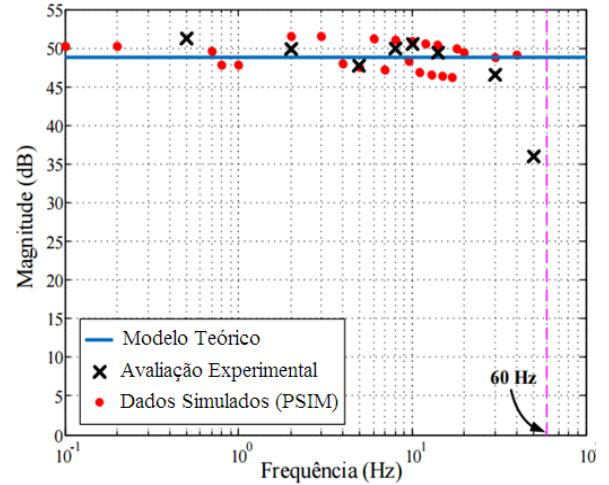


Fig. 7. Resposta em frequência do controlador de baixa frequência.

É importante ressaltar que o diagrama de blocos inclui $T_v(s)$, que descreve o comportamento da corrente de saída para perturbações na tensão de entrada. Vale mencionar, ainda, que os ganhos do limitador e modulador PWM são unitários.

Pela análise da forma de onda de saída desse conversor, percebe-se uma grande ondulação da corrente de saída. Esta oscilação de grandes sinais, provocada pelo desequilíbrio de potência existente entre a entrada e a saída do conversor, faz com que o sinal de erro e module com uma frequência de $2 \cdot f_s$ (i.e., a mesma frequência da ondulação da corrente de saída – 2 vezes a frequência da rede). Caso esta modulação do sinal de erro não seja devidamente filtrada pelo compensador e esteja presente no sinal de controle T_{on} , uma degradação de parâmetros de entrada do conversor (e.g., fator de potência e distorção harmônica total) poderá ocorrer.

Em relação aos critérios de projeto do compensador de corrente, $C(s)$, a principal premissa é que este elemento promova um erro nulo em estado estacionário da corrente de saída. Além disso, é fundamental que o sistema em malha fechada também possua conformidade com a norma IEC-61000-3-2 Classe C e tenha elevado fator de potência.

O primeiro critério de projeto pode ser atendido através do uso de um compensador que possua ação integral. Assim, nesse trabalho foi escolhido um compensador integral, cuja função de transferência $C(s)$ é dada por:

$$C(s) = \frac{K_i}{s} \quad (27)$$

em que K_i representa o ganho do compensador, parâmetro que tem influência direta na banda da função $C(s)$.

O projeto da banda do compensador pode influenciar diretamente no comportamento da corrente de entrada do conversor.

Na Figura 9 é mostrada a relação entre a frequência de cruzamento de ganho unitário da função de transferência de malha aberta (FTMA) e as componentes harmônicas da corrente de entrada para o conversor de baixa frequência. Nesse gráfico, é possível constatar que para valores de frequência acima de 1,7 Hz, o limite estabelecido pela norma IEC 61000-3-2 Classe C para a componente de segunda harmônica não é respeitado (2% em relação à fundamental). No caso das componentes ímpares, todas estão em conformidade com a norma, inclusive as componentes harmônicas suprimidas no gráfico (13ª a 39ª).

Desta forma, optou-se por escolher a frequência de cruzamento da função FTMA igual a 0,5 Hz, resultando em um K_i de 0,0114 s/A.

Na Figura 10 são mostrados os gráficos de lugar das raízes e de resposta em frequência da função de transferência em malha aberta (FTMA), com o compensador $C(s)$ incluso. Como pode ser observado em tal figura, o valor da frequência de cruzamento escolhido garante a estabilidade do sistema, uma vez que sua margem de ganho é infinita e sua margem de fase é positiva (90°). Além disso, as amplitudes das perturbações serão suficientemente pequenas, assegurando um reduzido conteúdo harmônico (e conseqüentemente elevado fator de potência) e conformidade com a norma IEC 61000-3-2 Classe C.

A resposta em frequência da função de transferência em malha fechada (FTMF) é mostrada na Figura 11. O sistema apresenta uma rejeição de aproximadamente 46 dB à ondulação com frequência de 120 Hz, conforme representado.

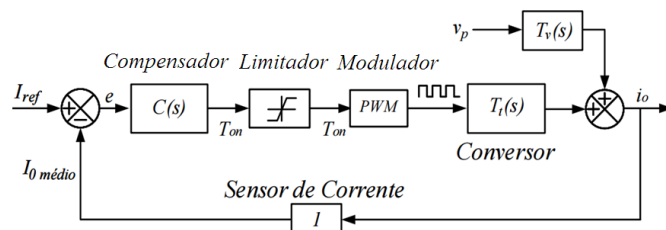


Fig. 8. Malha de controle do driver de baixa frequência.

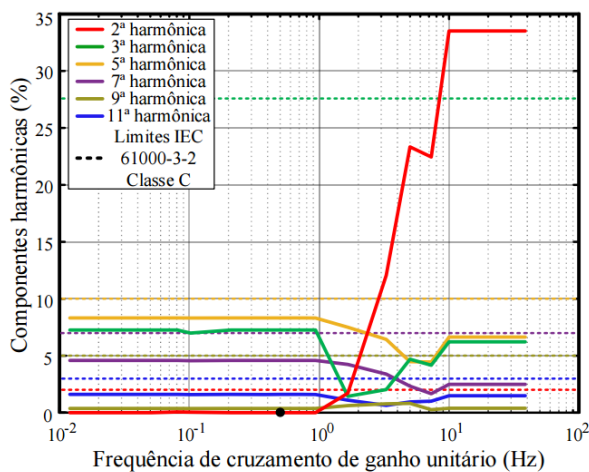


Fig. 9. Frequência de cruzamento de ganho unitário de FTMA em função do valor percentual das componentes harmônicas da corrente de entrada em relação à fundamental.

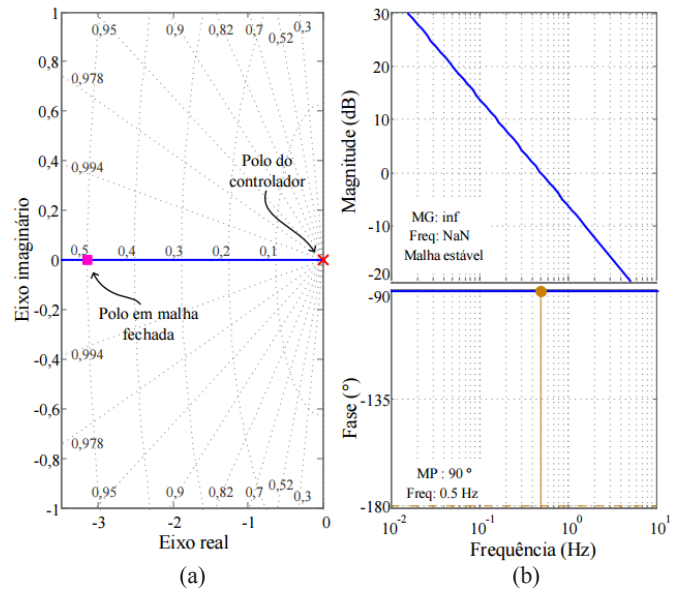


Fig. 10. Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência da FTMA considerando a planta do modelo de pequenos sinais.

A implementação do compensador pode ser realizada por meio digital ou analógico. Nesse trabalho optou-se por se empregar um compensador digital devido à precisão de resultados e flexibilidade obtida com essa abordagem. Além disso, deve ser ressaltado que os dispositivos utilizados para a implementação do compensador digital possuem um reduzido consumo de energia e baixo custo de aquisição.

Como o compensador será implementado em um processador digital, é necessário proceder à discretização de sua função de transferência. Para este fim, foi utilizado o método de Tustin, devido à sua capacidade de representar precisamente o compensador em baixas frequências [18].

A forma discreta da função de transferência do compensador é dada por:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{K_i(z+1)}{2f_a(z-1)} \quad (28)$$

A frequência de amostragem (f_a), utilizada na discretização da malha de controle, é de 120 Hz. A partir de (28), encontra-se a seguinte equação de diferenças:

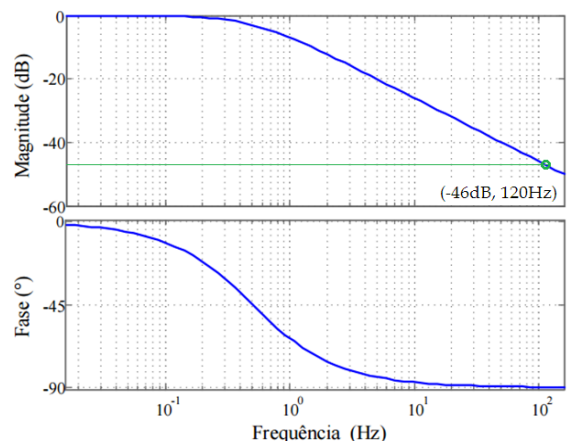


Fig. 11. Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K_i}{2f_a} [e(k-1) + e(k)]. \quad (29)$$

Por fim, substituindo os valores das variáveis f_a e K_i se encontra a equação que implementa o compensador em tempo discreto, dada por:

$$u(k) = u(k-1) + 4,785 \cdot 10^{-5} [e(k-1) + e(k)]. \quad (30)$$

A implementação digital do compensador para se obter os resultados experimentais foi realizada com auxílio do microcontrolador *Stellaris EK-LM4F120XL* da *Texas Instruments*.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo do *driver* de baixa frequência foi implementado em laboratório para acionar uma luminária com 96 LEDs associados em série, conforme já mencionado. Essa luminária foi avaliada sob os pontos de vista elétrico e fotométrico.

A. Avaliação Elétrica

Primeiramente foram obtidos resultados experimentais relativos à condição nominal de operação do equipamento, i.e., para uma corrente de saída de 540 mA.

Na Figura 12 são mostradas as formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada no *driver* proposto. O fator de potência alcançado foi de 0,99 com uma THD_i de 9,4%. A potência total de entrada obtida foi de 165,1 W.

Na Figura 13 são mostradas as formas de onda da corrente de saída (corrente nos LEDs) e os pulsos de duração T_{on} igual a 2,66 ms no *gate* do MOSFET. É possível observar que a corrente média é de 540,5 mA, com um valor de pico de 1 A. A potência de saída medida pelo wattímetro foi de 156,9 W. O rendimento elétrico do conversor foi de 95,0%, valor maior do que o recomendado pelo *U.S. Department of Energy* [19].

Na Figura 14 é mostrada a comparação das componentes harmônicas da corrente de entrada obtidas experimentalmente com os limites estabelecidos pela norma IEC 61.000-3-2 Classe C, onde é possível constatar que o *driver* projetado atende aos requisitos previstos nesta norma.

Na Figura 15 é mostrada a dinâmica da corrente nos LEDs para um degrau na tensão de entrada de 220V para 231V. Pela análise da forma de onda é possível constatar que o compensador minimizou significativamente o erro da corrente de saída perante esta perturbação na tensão de entrada. Em regime permanente, a corrente média de saída obtida após a perturbação foi de 541,2 mA para um T_{on} de 2,26ms.

Na Figura 16 é mostrada a dinâmica da corrente nos LEDs quando a corrente de referência sofre um degrau para 50% de seu valor nominal e posteriormente outro degrau para 75% de seu valor nominal.

Na Figura 17 é mostrada a dinâmica da corrente nos LEDs após um degrau de carga que simula uma falha catastrófica de curto-circuito em um grupo de 4 LEDs em série. Após o número de LEDs mudar de 96 para 92, a corrente média de saída obtida em regime permanente foi de 541,5 mA com um valor de T_{on} igual a 2,46 ms.

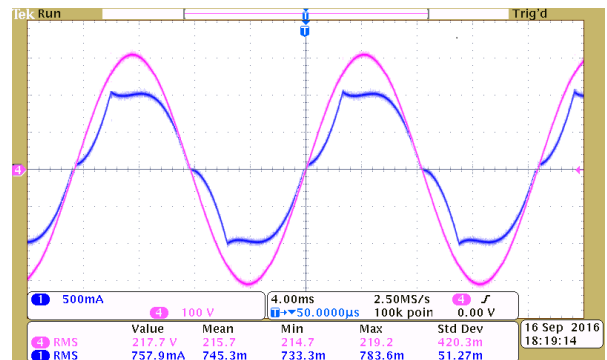


Fig. 12. Formas de onda na entrada do *driver* em condição nominal: Tensão de entrada (lilás) e corrente de entrada (azul). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 500 mA/div e 4 ms/div.

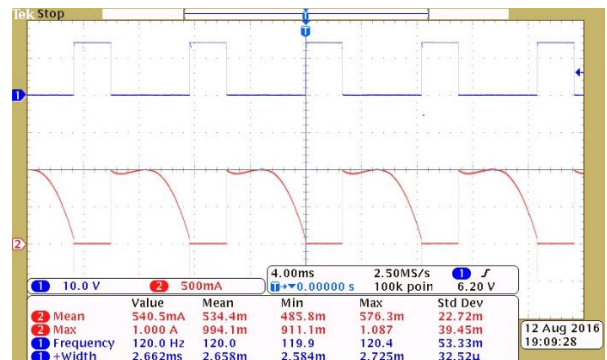


Fig. 13. Formas de onda de saída do *driver* em condição nominal: Corrente de saída (vermelho) e pulsos de chaveamento no MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 500 mA/div e 4ms/div.

Em todos os casos avaliados (i.e., degrau de tensão na entrada, degrau na corrente de referência e degrau na carga), o valor de pico da corrente que flui através dos LEDs durante a dinâmica do circuito devido às perturbações realizadas foi menor do que 1.200mA, respeitando o limite máximo estabelecido pelo fabricante dos LEDs. As linhas em preto nas Figuras 15 a 17 indicam os instantes que os degraus de tensão, referência e carga ocorreram.

Os parâmetros elétricos foram obtidos com auxílio do osciloscópio TEKTRONIX DPO-3014 e do wattímetro YOKOGAWA WT-230. A tensão de entrada, fornecida pela fonte TENMA 72-765 (baixa distorção harmônica), foi de 220 V eficazes.

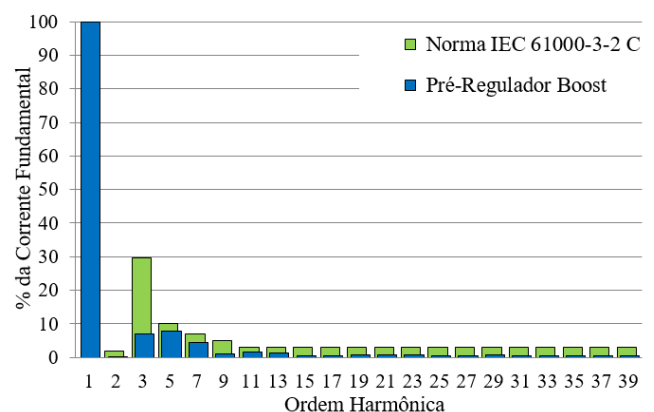


Fig. 14. Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor proposto comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C.

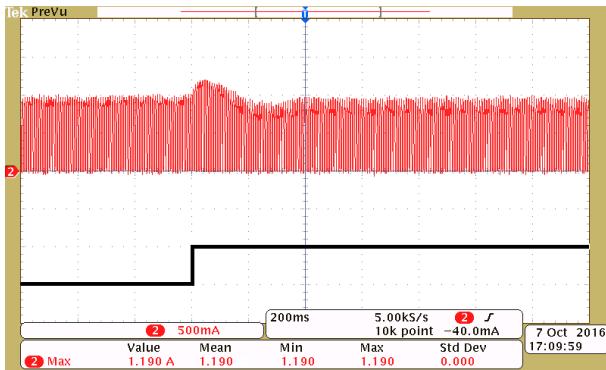


Fig.15. Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada V_s de 220V para 231V. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

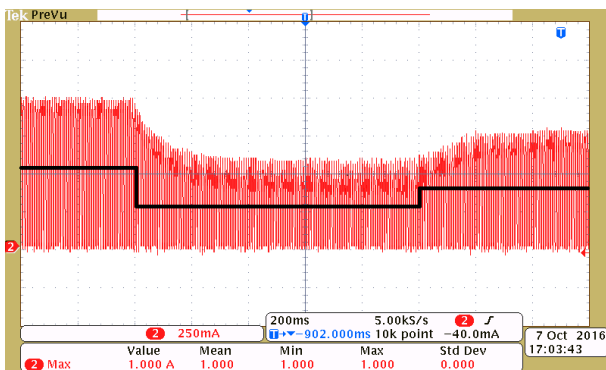


Fig.16. Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da corrente de referência de 100% para 50% do valor nominal e após variação de 50% para 75% do valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 250 mA/div e 200ms/div.

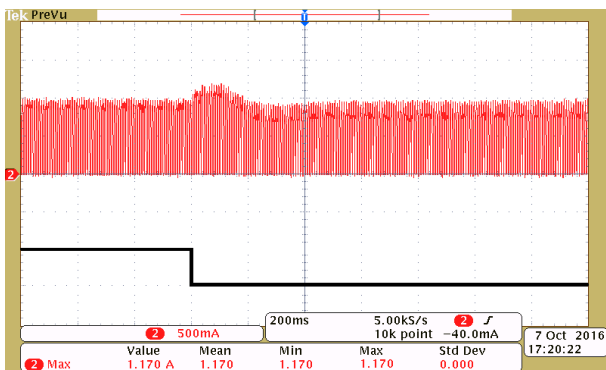


Fig.17. Dinâmica da corrente nos LEDs após mudança na carga de 96 LEDs para 92 LEDs associados em série. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

B. Avaliação Fotométrica

Diferentes tipos de formas de onda de corrente podem causar alterações nas características fotométricas dos LEDs [20].

De forma a avaliar o impacto provocado pelo uso de uma forma de onda de corrente descontínua de baixa frequência na alimentação dos LEDs, um estudo para avaliar o desempenho fotométrico de um módulo contendo 12 LEDs Philips Luxeon R LX7A7PW40 associados em série foi realizado no interior de uma esfera integradora Labsphere LMS 400 de 40 polegadas.

Primeiramente, uma corrente CC ideal (constante) foi imposta ao módulo de LEDs com auxílio de uma fonte de corrente externa. O valor médio dessa corrente foi o mesmo observado na avaliação elétrica do *driver* (540 mA). Após a

estabilização térmica dos LEDs, as medições fotométricas foram realizadas.

Posteriormente, o mesmo módulo com 12 LEDs que estava no interior da esfera integradora foi associado em série com outros 84 LEDs que estavam no exterior da esfera sendo alimentados pelo conversor de baixa frequência proposto. Após a estabilização térmica dos LEDs, a análise foi repetida. Os principais resultados fotométricos obtidos são mostrados na Tabela VI.

Os resultados do ensaio fotométrico mostram uma redução de 8,30% no fluxo luminoso emitido pelos LEDs e um desvio de 0,89% na temperatura correlata de cor quando os LEDs são alimentados pela forma de onda de corrente descontínua fornecida pelo conversor proposto. Já o índice de reprodução de cores (IRC) e coordenadas de cromaticidade permanecem praticamente constantes. Dado que a operação em modo descontínuo de corrente resulta em redução de 8,30% no fluxo luminoso, é possível afirmar que a eficiência fotométrica do conversor (relação entre o fluxo nominal sob corrente CC ideal e o fluxo efetivo) é de 91,7%.

Uma forma de se avaliar o desempenho global do *driver* proposto é considerar sua eficiência fotoelétrica, definida como o produto do rendimento elétrico pela eficácia luminosa. Neste caso, a eficiência fotoelétrica da luminária LED acionada pelo conversor proposto é de 87,1%. Baseado nos resultados obtidos com a esfera integradora, é possível estimar um fluxo luminoso de 14.408 lumens para essa luminária, sendo compatível com o valor previsto na Seção III (ver Tabela III).

A fotografia do protótipo do *driver* de baixa frequência implementado em laboratório pode ser vista na Figura 18.

VI. DISCUSSÃO SOBRE O FLICKER

Devido à natureza descontínua da corrente de saída do conversor de baixa frequência empregado como *driver* da luminária, os LEDs são praticamente desligados por um pequeno intervalo de tempo, a uma taxa de 120 vezes por segundo. A variação de luminosidade ocorrida pelo acendimento e apagamento dos LEDs causa o fenômeno de cintilação luminosa, também conhecido como *flicker*.

Apesar de o *flicker* em 120 Hz não ser visível ao olho humano, as variações de luminosidade podem ser inconscientemente detectadas pelo sistema nervoso e causar disfunções neurológicas no observador submetido à fonte luminosa que produz *flicker* [21].

Trabalhos recentes [21]-[23] recomendam que a modulação de *flicker* das fontes luminosas em 120Hz não seja maior do que 10%, de forma a se evitar alguns riscos nocivos à saúde humana, como dores de cabeça, tonturas, cansaço visual, entre outros.

TABELA VI
Comparação Fotométrica

Parâmetros	Fonte CC Ideal	Conversor Proposto
Fluxo Luminoso (lumens)	1.964	1.801
TCC (Kelvin)	3.806	3.840
IRC	72,4	72,5
Cromaticidade x	0,388	0,386
Cromaticidade y	0,381	0,379

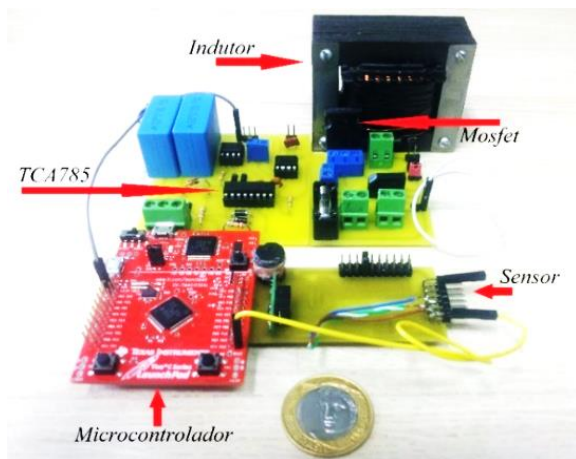


Fig. 18. Fotografia do protótipo do conversor *boost* de baixa frequência utilizado para o acionamento de luminárias LED de iluminação pública.

Segundo a recomendação IEEE 1789 [21] a modulação de *flicker* é dada por:

$$Mod_{flicker} \% = \frac{(Max - Min)}{(Max + Min)} \cdot 100. \quad (31)$$

Em (31), *Max* e *Min* representam a luminosidade máxima e mínima emitida pela fonte luminosa.

Já que os LEDs desligam durante um intervalo de tempo devido à descontinuidade da forma de onda da corrente de saída, é possível concluir que a modulação de *flicker* nos LEDs alimentados pelo *driver* proposto é de 100%.

Entretanto, é conhecido que os efeitos do *flicker* para a saúde humana dependem do tipo de aplicação da fonte luminosa. Em iluminação pública, não há casos que confirmem que a modulação de intensidade de fontes luminosas acima do recomendado possam causar efeitos nocivos à saúde [23]. Além disso, o sistema de iluminação pública atual emprega amplamente lâmpadas de descarga em alta pressão, as quais são acionadas por reatores eletromagnéticos que impõem à lâmpada uma corrente de alimentação em baixa frequência (120 Hz) e modulação de *flicker* acima dos 10% recomendados. Em casos extremos, como para algumas lâmpadas de vapor de sódio em alta e baixa pressão, a modulação de *flicker* é da ordem de 95% ou mais [24].

Conforme mencionado no início desta seção, o fenômeno de *flicker* é significativamente mais crítico em ambientes de elevada luminância, ou seja, ambientes que se encontram em condição fotópica (luminância superior a 10 cd/m²), como na iluminação de interiores. O mesmo documento (Seção 8.2.1) atesta que o fenômeno de *flicker* com modulação de 100% é imperceptível (invisível) ao olho humano para frequências superiores a 16 Hz em condições mesópicas, ou seja, entre 0,01 cd/m² e 10 cd/m².

No caso da iluminação pública, os ambientes possuem um menor nível de luminância se comparado às condições fotópicas de interiores, situando-se na condição mesópica [25], [26]. Portanto, é possível dizer que a aplicação proposta neste trabalho poderia ser empregada em iluminação viária sem qualquer prejuízo para a saúde humana justificando-se, assim, a adoção de uma topologia simplificada.

Quanto ao efeito estroboscópico, que é o efeito que ocorre quando uma fonte luminosa com *flicker* ilumina objetos em movimento, ele ocorre tanto para a luminária LED acionada pelo conversor de baixa frequência proposto, como para as lâmpadas de descarga em alta pressão acionadas por reatores eletromagnéticos. Portanto, o *driver* mostrado nesse trabalho, não é indicado para acionar luminárias LEDs em ambientes industriais onde existam máquinas rotativas e motores cuja rotação pode se tornar imperceptível e causar acidentes.

VII. CONCLUSÕES

Neste artigo, foi apresentado e analisado um conversor derivado do pré-regulador *boost* de baixa frequência (comutado no dobro da frequência da rede elétrica) como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública. Essa topologia simples e robusta não faz uso de capacitores eletrolíticos, o que possibilita uma maior vida útil do equipamento.

Foi mostrada a modelagem matemática do conversor proposto e a metodologia de projeto visando construir um *driver* para acionar uma luminária LED de 165 W. Além disso, foi realizada a modelagem em pequenos sinais do conversor com o objetivo de se obter a função de transferência para a realização do projeto de um compensador digital, implementado com auxílio de um microcontrolador e validado tanto experimentalmente, como através de simulações computacionais com o *software* PSIM.

Resultados experimentais em condição nominal mostram que o conversor avaliado alcança elevado fator de potência (0,99), reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada (9,4%), elevado rendimento elétrico (95,0%) e conformidade com a norma IEC 61.000-3-2 Classe C.

A avaliação do controle em malha fechada também foi realizada. Foi possível constatar que o compensador proposto é capaz de controlar a corrente nos LEDs quando ocorrem perturbações na tensão de entrada ou na carga (falha irreversível, como curto-circuito em um conjunto de LEDs). Ensaios fotométricos também foram realizados para avaliar o impacto da forma de onda descontínua da corrente de saída desse conversor nos LEDs. Foi observado que quando comparados a uma forma de onda de corrente CC ideal, a forma de onda descontínua causa uma redução de 8.3% no fluxo luminoso emitido pelos LEDs, um desvio de cromaticidade de 0,83% na temperatura de cor correlata e praticamente nenhuma mudança no índice de reprodução de cores ou coordenadas cromáticas. Por fim, foi possível concluir que uma luminária LED de iluminação pública acionada pelo *driver* proposto, apesar de apresentar uma modulação de *flicker* de 100% em 120Hz, não representa perigos para a saúde dos transeuntes ou condutores de veículos, sendo que em tais condições mesópicas a modulação luminosa decorrente é imperceptível ao olho humano.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio do CNPq, CAPES, FAPEMIG e PPEE-UFJF.

REFERÊNCIAS

- [1] R. D. Dupuis, M.R. Krames, “History, Development and Applications of High-Brightness Visible Light-Emitting Diodes”, *Journal of Lighting Technology*, vol. 26, nº 9, pp. 1154 – 1171, May 2008.
- [2] C. C. Sun, Y. Y. Chang, T. H. Yang, T. Y. Chung, C. C. Chen, T. X. Lee, D. R. Li, C. Y. Lu, Z. Y. Ting, B. Glorieux, Y. C. Chen, K. Y. Lai, C. Y. Liu, “Packaging efficiency in phosphor-converted white LEDs and its impact to the limit of luminous efficacy”. *Journal of Solid State Lighting*, vol. 1, nº 19, pp. 1 – 17, November 2014.
- [3] A. Laubsch, M. Sabathil, J. Baur, M. Peter, B. Hahn, “High-Power and High-Efficiency InGaN-Based Light Emitters”, *IEEE Transactions on Electronic Device*, vol. 57, nº 1, pp. 79 – 87, January 2010.
- [4] M. T. Vaaja, M. Kurkela, J. P. Virtanen, M. Maksimanen, H. Hyypä and E. Tetri, “Luminance-Corrected 3D Point Clouds for Road and Street Environments”. *Remote Sensing*, vol. 7, nº 9, pp. 11389 – 11402, September 2015.
- [5] J. M. Alonso, D. Gacio, A. J. Calleja, J. Ribas, E. Lopez, “A study on LED retrofit solutions for low-voltage halogen cycle lamps,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, nº 5, pp.1673 – 1682, October 2012.
- [6] S. Y. (Ron) Hui, S. N. Li, X. H. Tao, W. Chen, “A Novel Passive Offline LED Driver With Long Lifetime,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, nº 1, pp. 2665 – 2672, October 2010.
- [7] F. J. Nogueira, M. F. Braga, E. S. Silva, T. S. Gomide, H. A. C. Braga, “Design of a Transformerless High Power Factor Low Frequency LED Driver Applied to Street Lighting”, in *Proc. of ISIE 2015*, pp. 1172 – 1177, 2015.
- [8] F. J. Nogueira, M. F. Braga, E. S. Silva, T. S. Gomide, H. A. C. Braga, “Low Frequency LED Driver Based on The Čuk Converter Applied to Street Lighting Luminaires”. in *Proc. of COBEP/SPEC*, pp. 1 – 6, 2015.
- [9] I. Suga, M. Kimata, Y. Ohnishi, R. Uchida, “New Switching Method for Single-phase AC to DC Converter,” in *Proc. of Power Conversion Conference*, pp. 93 – 98, 1993.
- [10] IEC *Limits for Harmonics Current Emissions (equipment input current < 16 A per phase)*, International Electrotechnical Commission Std. 61000-3-2, 2014.
- [11] H. A. C. Braga, F.J. Nogueira, L. A. Vitoi, “Low Cost and High Power Factor Offline LED Drivers Based on Low Frequency Converters”, in *Proc. of PCIM South America*, pp. 1 – 8, 2014.
- [12] H. A. C. Braga, M. P. Dias, P. S. Almeida, “On the Use of a Low Frequency Boost Rectifier as a High Power Factor LED Driver”, in *Proc. of IEEE Induscon*, pp. 1 – 8, 2012.
- [13] M. H. Kim, M. F. Schubert, Q. Dai, J. K. Kim, E. F. Schubert, Y. Park, “Origin of efficiency droop in GaN-based light-emitting diodes”, *Applied Physics Letters*, vol. 91, nº 18, pp. 1 – 3, October 2007.
- [14] A. Martignoni, *Transformadores*, 8ª edição, São Paulo, 1991.
- [15] S. Li, S.C. Tan, C. K. Lee, E. Waffenschmidt, S.Y. Hui, C. K. Tse, “A survey, Classification, and Critical Review of Light Emitting Diode Drivers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 2, pp.1503 – 1516, February 2016.
- [16] *Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8: Qualidade de Energia*. Agência Nacional de Energia Elétrica, 2016.
- [17] J. M. Alonso, D. Gacio, F. Sichirollo, A. R. Seidel, M. A. Dalla Costa, “A straightforward methodology to modeling high power factor AC-CD converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 10, pp. 4723 – 4731, October 2013.
- [18] S. Buso, P. Mattavelli, Digital control in power electronics, *Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [19] *Solid-State Lighting Research and Development: Multi Year Program Plan*, U.S.Department of Energy, 2012.
- [20] P. S. Almeida, F. J. Nogueira, L.F.A. Guedes, H. A. C. Braga, “An Experimental Study on the Photometrical Impacts of Several Current Waveforms on Power White LEDs”, in *Proc. of COBEP*, pp. 728 – 733, 2011.
- [21] *IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewer*, IEEE, Std. 1789, 2015.
- [22] J. D. Bullough, K. S. Hickcox, T. R. Klein, A. Lok, N. Narendran, “Detection and Acceptability of Stroboscopic Effects from Flicker”, *Lighting Research Technology*, vol. 44, nº 4, pp. 477–483, March 2012.
- [23] B. Lehman, A. J. Wilkins, “Designing to Mitigate the Effects of Flicker in LED Lighting”, *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, nº 3, pp. 18 – 26, September 2014.
- [24] J. D. Bullough, N. Narendran, “Quantifying Stroboscopic Effects from Flickering Light Sources”, in *Proc. of Council for Optical Radiation Measurements Conference*, pp. 1 – 18, 2012.
- [25] *CIE Recommended System for Mesopic Photometry Based on Visual Performance*, Commission Internationale de L’Clairage Technical Report 191, 2010.
- [26] M. Eloholma, L. Halonen, “New model for mesopic photometry and its application to road lighting”, *LEUKOS*, vol. 2, nº 4, pp. 263 – 293, September 2006.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fernando José Nogueira é engenheiro eletricista (2010) e possui mestrado (2013) e doutorado (2017) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). Foi bolsista de Pós-Doutorado durante 7 meses no Núcleo de Iluminação Moderna da UFJF, onde atualmente é um colaborador, realizando pesquisas relacionadas a iluminação pública, fotometria de fontes luminosas destinadas a iluminação pública e circuitos eletrônicos comutados em baixa frequência destinados ao acionamento de diodos emissores de luz (LEDs).

Lucas Henrique Gomes Resende é graduado (2017) em Engenharia Elétrica com ênfase em sistemas eletrônicos na Universidade Federal de Juiz de Fora. Atualmente cursa mestrado em engenharia elétrica pela mesma instituição, onde realiza pesquisas relacionadas a controladores de LEDs no Núcleo de Iluminação Moderna da UFJF.

Ruan Moreira Ferraz é graduado (2017) em Engenharia Elétrica com ênfase em Robótica e Automação na Universidade Federal de Juiz de Fora. Atualmente cursa mestrado em engenharia elétrica pela mesma instituição, onde realiza pesquisas relacionadas a controladores de LEDs no Núcleo de Iluminação Moderna da UFJF.

Fabricio de Oliveira Coelho possui graduação em Ciências Exatas e em Engenharia Elétrica com habilitação em robótica e automação industrial (2016) pela Universidade Federal de Juiz de Fora. Atualmente cursa mestrado em robótica também pela UFJF.

Edmar Salvador da Silva é graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (2017). Trabalhou como bolsista de iniciação científica junto ao Núcleo de Iluminação Moderna da UFJF, onde fez pesquisas relacionadas a controladores de LEDs comutados em baixa frequência.

Guilherme Márcio Soares obteve o grau de bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2012. É professor da UFJF desde 2015 e leciona aulas para os cursos de graduação da instituição. Concluiu o mestrado em Engenharia Elétrica pela mesma universidade no ano de 2014, onde atualmente está cursando doutorado em engenharia elétrica na área de sistemas eletrônicos. Suas principais áreas de pesquisa envolvem conversão eletrônica de energia, correção de fator de potência, controladores de LED de alta confiabilidade e microcontroladores.

Henrique Antônio Carvalho Braga é Engenheiro Eletricista (1982) pela Universidade Federal de Juiz de Fora. Fez mestrado na COPPE-UFRJ (1988) e doutorado na UFSC (1996), dedicando-se à área de Eletrônica de Potência. É professor da UFJF desde 1985 e leciona atualmente nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFJF, ministrando disciplinas na área de Eletrônica Básica, Eletrônica de Potência e Sistemas de Iluminação. Como pesquisador, está envolvido em atividades relacionadas com a Eletrônica de Potência, Sistemas Eletrônicos de Iluminação Eficientes e Conversores Aplicados a Fontes Renováveis de Energia. O Prof. Braga foi Editor Chefe da Revista Eletrônica de Potência e Presidente da SOBRAEP, entre 2013 e 2015.