

# Análise e Projeto do Conversor Buck-Boost Meia-Ponte LLC para Acionamento de LEDs

Maikel F. Menke, Klaus T. Martin, Rodrigo V. Tambara, Marcelo F. da Silva, Fábio E. Bisogno, Álysson R. Seidel

Universidade Federal de Santa Maria – UFSM  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE  
Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais – GSEC  
Inteligência em Iluminação – GEDRE  
Santa Maria, RS, Brasil  
[maikelfmenke@gmail.com](mailto:maikelfmenke@gmail.com)

**Resumo** — Este artigo apresenta a análise e projeto do sistema de retroalimentação de um conversor buck-boost meia ponte LLC para o acionamento de LEDs de potência. O estágio de correção do fator de potência é implementado com o conversor buck-boost. A tensão média de saída desse conversor é controlada em 400 V através do projeto de um controlador. A tensão de entrada é considerada variando entre 85 – 265 V<sub>RMS</sub> (50-60 Hz). O estágio de controle de potência é implementado com o conversor CC/CC meia ponte ressonante LLC. A corrente média dos LEDs é controlada em 1,15 A, assim como as ondulações das correntes dos LEDs em baixa frequência (100-120 Hz) são evitadas através de um controlador projetado.

**Index Terms** – Correção Fator de Potência, Conversor Ressonante LLC, Driver LED, Entrada Universal.

## I. INTRODUÇÃO

Os Diodos Emissores de Luz (LEDs) recentemente vem apresentando uma grande aceitação no mercado de iluminação, substituindo as fontes tradicionais de luz nas mais diversas aplicações, como iluminação residencial, pública, comercial e industrial [1]. O emprego de LEDs tem permitido o projeto de sistema de iluminação artificial com eficácia luminosa acima de 100 lm/W. Isso, é possível devido à alta eficácia do LED, por exemplo 142 lm/W conforme [2]. Além disso, os LEDs apresentam elevada vida útil, em torno de 50 mil horas [2]. Desta forma, a vida útil do circuito eletrônico (*driver*) deve ser compatível com a vida útil do LED [3], [4]–[6].

Ao considerar a iluminação com o emprego de LEDs, dois tópicos de pesquisa relevantes correspondem ao aumento da eficiência e da confiabilidade do *driver*. Para obter-se melhor desempenho, diferentes soluções são apresentadas na literatura, em que o uso de conversores ressonantes, retificadores síncronos e retificadores *bridgeless*, vem sendo a solução mais empregada [7]. Por outro lado, uma vez que capacitores eletrolíticos (E-Cap) são comumente considerados os elementos mais susceptíveis a falhas em *drivers* para LEDs [6], um número significativo de trabalhos propõe substituir os E-Cap por capacitores de filme (F-Cap), com maior vida útil, aumentando a confiabilidade do *driver* [2], [8], [9], [11].

Analisando as topologias de dois estágios independentes, compostas pelo estágio de correção do fator de potência (PFC) e estágio de controle de potência (PC), o E-Cap responsável pela equalização da diferença entre a potência instantânea de entrada e saída, é substituído pelo F-Cap com reduzida capacitância, devido a indisponibilidade de maiores

valores de capacitâncias [3]. Desta forma, a ondulação da tensão de barramento é significativamente maior que sistemas com E-Cap [12]. Entretanto, esta ondulação da tensão de barramento em baixa frequência (100/120 Hz) não deve ser transmitida para os LEDs, o que resultaria numa elevada ondulação da corrente dos LEDs. Elevadas ondulações de corrente nos LEDs resultam na modulação da intensidade luminosa (*flicker*), na qual a amplitude deve estar em concordância com a recomendação IEEE 1759-2015 [13]. Diferentes soluções são propostas na literatura para reduzir a ondulação da corrente dos LEDs [8], [11] e [14]. Uma das soluções mais interessantes e que não apresenta alterações significativas na topologia é a que baseia-se no projeto adequado da malha de controle da corrente dos LEDs [10].

Além da eficiência do *driver* e da vida útil do mesmo, os quais devem atender as normas correspondentes, outros parâmetros também devem atender a normas específicas, por exemplo, fator de potência, conteúdo harmônico da corrente drenada da rede, modulação da intensidade luminosa dos LEDs, e faixa de controle da intensidade luminosa (*dimming*). Desta forma, considerando uma ampla faixa de diferentes condições de operação, o projeto do *driver* tem se tornado um desafio, uma vez que inúmeras normas devem ser atendidas dentro de uma ampla faixa de operação.

Este artigo propõe utilizar o conversor buck-boost meia-ponte LLC operando com capacitância de barramento reduzida. Nesse trabalho, pretende-se desenvolver um *driver* com eficiência elevada e que apresente uma boa confiabilidade para o acionamento de um módulo de LEDs de 100 W. A topologia é composta por dois estágios independentes, em que o conversor buck-boost opera no modo descontínuo de condução de corrente (DCM) e implementa o estágio de PFC, e o conversor CC-CC meia-ponte ressonante LLC é empregado para o estágio PC. Além disso, considera-se a operação com tensão de entrada universal (85-265 V<sub>RMS</sub>; 50-60 Hz). Ainda, apresenta-se de forma breve a modelagem dinâmica e o projeto do sistema de controle de ambos os estágios, uma vez que tal abordagem não é apresentada na literatura para sistema eletrônico para iluminação artificial operando com capacitâncias de barramento reduzidas.

## II. BUCK-BOOST HALF-BRIDGE LLC

A topologia proposta é projetada para o acionamento de um módulo composto por 3 LEDs de potência conectados em série. A Figura 1 mostra a relação tensão-corrente do

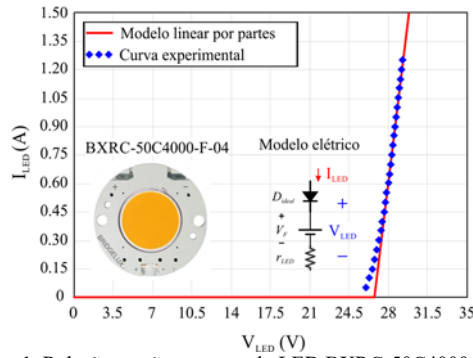


Figura 1. Relação tensão corrente do LED BXRC-50C4000-C-04.

LED utilizado, bem como seu modelo elétrico equivalente. A potência nominal do conjunto é de 100 W para corrente média dos LEDs de 1,15 A. A tensão do módulo é de 87,16 V, obtido através da relação V-I do LED utilizado operando em 1,15 A.

A Figura 2 mostra a topologia proposta para o acionamento dos LEDs. Para o estágio de PFC, uma vez que, garantida a operação em DCM em toda a faixa de operação do conversor buck-boost, obtém-se elevado fator de potência, dado a sua característica de seguidor de tensão, quando operando neste modo [15]. O projeto deste conversor segue a metodologia apresentada em [16], não sendo o objetivo principal deste artigo. A Figura 3 mostra a razão cíclica de operação do conversor em toda a sua faixa de operação, obtido a partir dos parâmetros de projeto do conversor buck-boost mostrados na Tabela 1. Nessa figura, pode ser observado a operação em vários níveis de potências, o que emula a implementação do controle de intensidade luminosa (*dimming*).

O estágio PC é composto pelo conversor CC-CC implementado com o inversor meia-ponte, filtro ressonante

LLC, retificador e filtro de saída. A função deste estágio é manter a corrente média dos LEDs controlada. Além disso, deve compensar a ondulação da tensão de barramento, evitando *flicker* nos LEDs. O projeto do filtro ressonante LLC segue a metodologia apresentada em [17]. A Tabela 1 também apresenta as especificações de projeto e os elementos projetados para o filtro LLC. Com base nestes parâmetros, a Figura 4 mostra a relação entre a potência de saída do conversor ressonante LLC e a frequência de operação normalizada para diferentes tensões de barramento.

Tabela 1 – Parâmetros da topologia Buck-Boost Meia-ponte LLC.

| Especificações de Projeto Buck-Boost PFC       |                                               |               |
|------------------------------------------------|-----------------------------------------------|---------------|
| Tensão de Entrada                              | 85 - 265 V <sub>RMS</sub>                     |               |
| Frequência da rede                             | 50 - 60 Hz                                    |               |
| Frequência comutação Buck-Boost                | 40 kHz                                        |               |
| Tensão Barramento V <sub>BUS</sub> (saída PFC) | 400 V                                         |               |
| Potência saída do PFC                          | 100 W                                         |               |
| Ondulação da tensão de barramento              | 15%                                           |               |
| Parâmetros conversor Buck-Boost PFC            |                                               |               |
| D                                              | Razão cíclica nominal (265 V <sub>RMS</sub> ) | 0.20          |
| L <sub>BB</sub>                                | Indutância do Buck-Boost                      | 351 µH        |
| C <sub>BUS</sub>                               | Capacitor nominal de barramento               | 12 µF / 600 V |
| Especificações de Projeto Meia-Ponte LLC       |                                               |               |
| Tensão barramento (Entrada meia-ponte)         | 400 V                                         |               |
| Frequência nominal de operação inversor        | 102.7 kHz                                     |               |
| Tensão média saída (V <sub>O</sub> )           | 87.37 V                                       |               |
| Corrente média saída (I <sub>LED</sub> )       | 1.15 A                                        |               |
| Máxima ondulação corrente saída                | 10%                                           |               |
| Parâmetros Conversor meia-ponte LLC            |                                               |               |
| C <sub>R</sub>                                 | Capacitor série ressonante                    | 12 nF         |
| L <sub>R</sub>                                 | Indutor série ressonante                      | 200 µH        |
| L <sub>M</sub>                                 | Indutância magnetizante transformador         | 600 µH        |
| C <sub>O</sub>                                 | Capacitância saída                            | 33 µF / 100 V |
| N <sub>P</sub> /N <sub>S</sub>                 | Número espiras transformador                  | 100 / 44      |

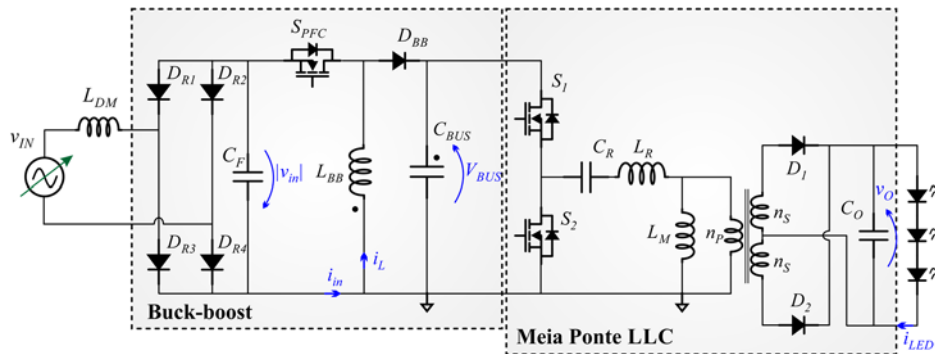


Figura 2. Topologia do conversor buck-boost meia-ponte LLC.

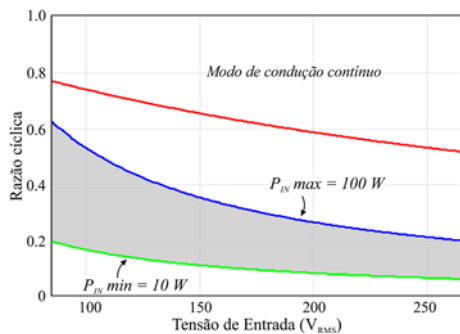


Figura 3. Razão cíclica de operação do conversor buck-boost PFC operando com tensão de entrada universal e variação da potência de saída.

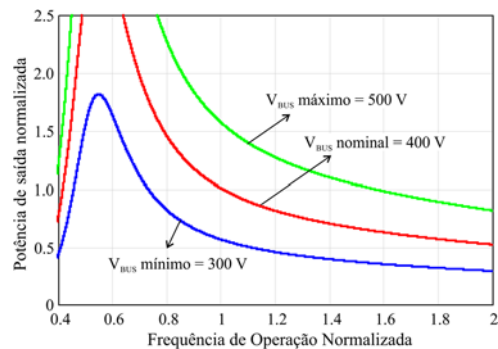


Figura 4. Potência de saída normalizada do conversor LLC em função da frequência de operação normalizada.

Para o projeto do sistema de controle é necessário conhecer a dinâmica de cada estágio. Desta forma, nas próximas seções apresenta-se o modelo de pequenos sinais de cada estágio de forma independente, pois o capacitor de barramento mantém um desacoplamento entre os estágios.

### III. MODELAGEM DO ESTÁGIO PFC: BUCK-BOOST DCM

A modelagem do conversor buck-boost operando em DCM é baseada na substituição dos interruptores controlados e não controlados por fontes de corrente e tensão equivalentes e no cálculo dos valores médios das respectivas formas de onda [18]. A metodologia de modelagem, equações e circuitos equivalentes é apresentada detalhadamente em [18], [19], [15], [16], sendo resumida nos seguintes passos: 1) definir a rede de interruptores; 2) calcular o valor médio das tensões e correntes nas portas de entrada e saída; 3) construir o circuito equivalente da rede de interruptores, modelo médio do conversor e a partir das equações obtidas em 2); 4) obter o modelo médio de pequenos sinais a partir da perturbação e linearização do modelo médio em torno de um ponto de operação; 5) obter o circuito equivalente para o modelo de pequenos sinais; 6) obter as funções de transferência (FT) de interesse a partir da resolução do circuito equivalente CA por técnica de análise de circuitos.

A porta de entrada é modelada como um resistor equivalente  $R_e$ . As formas de onda médias de tensão e corrente na porta de saída apresentam características de uma fonte de potência dependente, em que a potência é igual a “consumida” por  $R_e$  [18]. Com base nessa interpretação obtida em 3), a Figura 5 ilustra o modelo médio do conversor buck-boost operando em DCM, em que  $R_{PC}$  representa a carga vista pelo estágio de PFC e  $d$  corresponde a razão cíclica deste conversor. No entanto, o modelo médio é não linear. Desta forma, de 4) e 5) obtém-se o circuito equivalente do modelo de pequenos sinais, mostrado na Figura 6.

O modelo CA apresenta dois elementos reativos, os quais resultam numa FT com dois polos [18]. O indutor  $L_{BB}$  é desconsiderado na resolução do modelo CA para obter as FTs de interesse, pois, o polo relacionado ao mesmo é de alta frequência. Desta forma, considerando os parâmetros do estágio PFC mostrados na Tabela 1, a FT da tensão  $V_{BUS}$  pela variação de  $d$  é definida em (1).

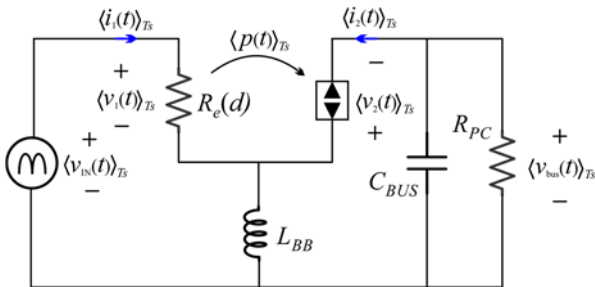


Figura 5. Modelo médio do conversor Buck-Boost operando em DCM.

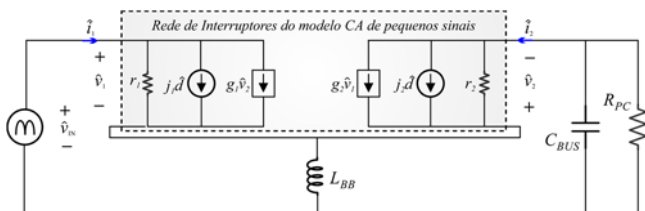


Figura 6. Modelo CA de pequenos sinais do conversor Buck-Boost operando em DCM.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_{bus}(s)}{\hat{d}(s)} \bigg|_{\hat{v}_{in}(s)=0} = \frac{\frac{2V_{BUS}}{R_{PC}C_{BUS}D}}{s + \frac{2}{R_{PC}C}} = \frac{8.65 \times 10^4}{s + 26.6} \quad (1)$$

Para fins de validação, a Figura 7 apresenta resultados de simulação, em que se compara resultados da operação do conversor e da resposta do modelo, para variação da tensão  $V_{BUS}$  em função do distúrbio aplicado em  $d$ .

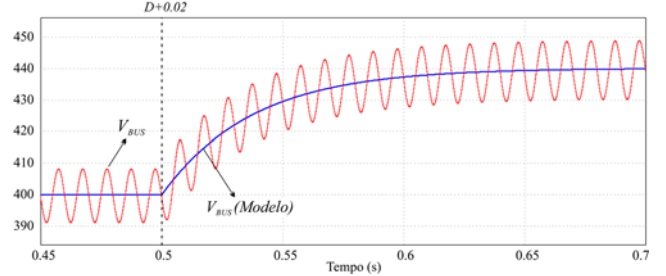


Figura 7. Comportamento da tensão de barramento do modelo e da topologia para um distúrbio na razão cíclica.

### IV. MODELAGEM ESTÁGIO PC: MEIA-PONTE LLC

O modelo médio em espaço de estados é comumente empregado em conversores PWM, em que se obtém boa aproximação até a metade da frequência de comutação. No entanto, conversores ressonantes possuem frequência natural próxima da frequência de comutação, não satisfazendo a condição de aproximação de pequenos sinais [20] e desta forma este método não pode ser empregado [21]. Para tanto, trabalhos na literatura propõem o uso da Função Descritiva Estendida (EDF) para a modelagem de pequenos sinais de conversores ressonantes.

A modelagem do conversor ressonante LLC, utilizando o método EDF, é relativamente complexo e extenso, sendo proposta em [21]–[23], e apresentada detalhadamente em [24]. O circuito equivalente do conversor LLC mostrado na Figura 8 é tomado como base para a modelagem. Os passos que compõem a modelagem de pequenos sinais do conversor LLC são descritos a seguir, sendo apresentado somente as equações principais.

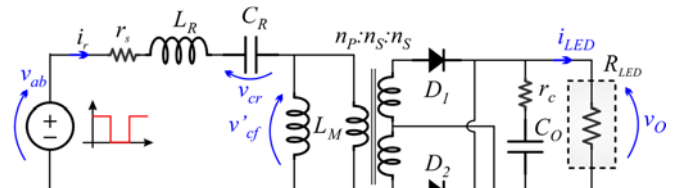


Figura 8. Circuito equivalente do conversor LLC.

#### 1) Equações de estados não lineares variantes no tempo

Utilizando a lei de tensão de Kirchhoff, descreve-se as equações diferenciais não-lineares variantes no tempo para cada estado. A seguir é apresentado o exemplo para tensão  $v_{ab}$  através de (2).

$$\begin{aligned} v_{AB} &= L_S \left( \frac{di_r}{dt} \right) + i_r r_s + v_{cr} + \text{sgn}(i_p) v'_{cf} \\ \text{sgn}(i_p) &= \begin{cases} -1, & \text{se } v'_{cf} < 0 \\ 1, & \text{se } v'_{cf} \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

## 2) Aproximação harmônica

No circuito ressonante, a corrente magnetizante  $i_m(t)$ , corrente ressonante  $i_r(t)$  e a tensão sobre o capacitor  $v_{cr}(t)$  apresentam formas de onda aproximadamente senoidais. Desta forma, aproximam-se estes sinais pelo respectivo componente harmônico fundamental. A tensão e a corrente de saída são aproximadas pelos seus respectivos valores CC. Uma vez que a Série de Fourier decompõe sinais periódicos numa soma de senos e cossenos, temos assim para cada o componente fundamental, uma parcela senoidal e outra cossenoidal (índices  $s$  e  $c$ ). A seguir é apresentado um exemplo para corrente ressonante em (3).

$$i_r(t) = i_s(t) \sin(\omega_s t) - i_c(t) \cos(\omega_s t) \quad (3)$$

## 3) Função Descritiva Estendida (EDF)

O método da função descritiva (FD) é utilizado para representar uma função não linear de forma linear, isso, através da consideração somente dos componentes fundamentais da resposta do sistema não-linear. Os componentes de ordem superior são negligenciados. Este princípio da FD estendida para a modelagem de conversores ressonantes é denominado de EDF e é apresentado como exemplo em (4) e (5).

$$v_{AB}(t) = f_1(d, V_{BUS}) \sin(\omega_s t) \quad (4)$$

$$EDF = f_1(d, V_{BUS}) = \frac{2V_{BUS}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}d\right) = v_{es} \quad (5)$$

## 4) Balanço de Componentes Harmônicas

Os termos quase-senoidais e não lineares obtidos da aproximação harmônica e EDF são substituídos em suas equações de estados. Os coeficientes DC, senoidais e cossenoidais são separados para se obter o modelo de grandes sinais. A seguir são apresentados como exemplo as componentes senoidal e cossenoidal para tensão  $v_{ab}$  em (6).

$$\begin{aligned} v_{es} &= L_S \left( \frac{di_s}{dt} \right) + i_s r_s + v_s + v_{ps} \\ v_{ec} &= L_S \left( \frac{di_c}{dt} \right) + i_c r_s + v_c + v_{pc} \end{aligned} \quad (6)$$

## 5) Obtenção do ponto de operação em regime

O modelo de grandes sinais resultante do balanço dos componentes harmônicos é utilizado para a obtenção da operação em regime permanente. Para determinar o ponto de operação em regime, considera-se nulo os termos diferenciais nas equações obtidas do balanço das harmônicas. Isso, pois em regime, estas variáveis não mudam e sua derivada é nula.

## 6) Perturbação e Linearização das equações do balanço das harmônicas

O modelo de grandes sinais obtido do balanço das componentes harmônicas possui termos não lineares providos do produto de dois ou mais termos variantes no tempo. O modelo linearizado é determinado através da perturbação das equações do modelo de grandes sinais num dado ponto de operação, e eliminando os termos de ordem superior.

## 7) Modelo de espaço de estados

O modelo no espaço de estados do sistema dinâmico contínuo no tempo, é obtido do modelo perturbado e linearizado do balanço dos componentes harmônicos, para

assim, obter a função de transferência da tensão ou corrente de saída em função da variável de controle. Uma vez descrito, o modelo de pequenos sinais, na forma padrão em espaço de estados, a FT entre a corrente de saída ( $i_o$ ) e a variável de controle normalizada ( $\hat{f}_{sn}$ ) é dada por (7), em que A, B, C, e D são definidos em [24].

$$\frac{\hat{i}_o}{\hat{f}_{sn}} = C(sI - A)^{-1}B + D = G_p(s) \quad (7)$$

Desconsiderando os polos e zeros acima da frequência de chaveamento [24], a FT simplificada é dada em (8), obtida considerando os parâmetros mostrados na Tabela 1.

$$G_p(s) = \frac{1.779 \times 10^8 (s - 5.832 \times 10^5)(s + 6.061 \times 10^5)}{(s^2 + 648s + 3.167 \times 10^8)(s^2 + 1.373 \times 10^5 + 2.576 \times 10^{11})} \quad (8)$$

A Figura 9 mostra a resposta do conversor comparada com a resposta do modelo, obtidas para um distúrbio de 100 Hz. Observa-se uma aproximação considerada adequada para emulação da resposta a pequenos sinais do conversor LLC. Assim, a FT pode ser utilizada para o projeto do compensador do estágio PC.

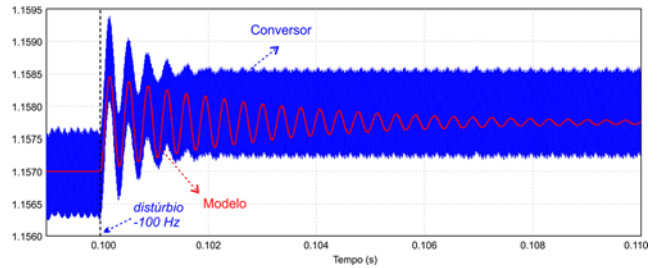


Figura 9. Resposta do conversor LLC ao distúrbio de -100 Hz. Comparação modelo de pequenos sinais e resposta real do conversor.

## V. PROJETO COMPENSADOR ESTÁGIO PFC

Com o conversor buck-boost operando no modo DCM em toda sua faixa de operação, o valor médio da corrente drenada da rede por período de chaveamento acompanha a tensão da mesma. Portanto, não há a necessidade de uma malha de controle de corrente. Esse tipo de PFC é conhecido como seguidor de tensão [4]. Desta maneira, o único objetivo do controle do estágio PFC é manter a tensão  $V_{BUS}$  controlada em seu valor médio (400 V), em função de distúrbios na tensão de entrada, a qual é considerada universal (85 – 265  $V_{RMS}$ ) e de variações na carga. Para atingir este objetivo, utiliza-se o compensador proporcional-integral (PI), o qual apresenta elevado ganho CC além de ser possível obter baixa frequência de cruzamento por zero, sendo o limite especificado numa década abaixo da frequência da rede, evitando que a razão cíclica seja significativamente alterada num período da rede. O compensador projetado é dado por (9).

$$C_{PI-PFC}(s) = \frac{0.58(s + 26.6)}{s} \quad (9)$$

A Figura 10 apresenta o diagrama de Bode para as funções de transferência em malha aberta compensada e não-compensada. O sistema compensado apresenta margem de ganho infinita e margem de fase de 90° em 12,3 Hz.

## VI. PROJETO COMPENSADOR ESTÁGIO PC

O estágio PC mantém controlada a corrente média dos LEDs. Além disso, para evitar modulação da intensidade luminosa, o sistema de controle deve compensar a

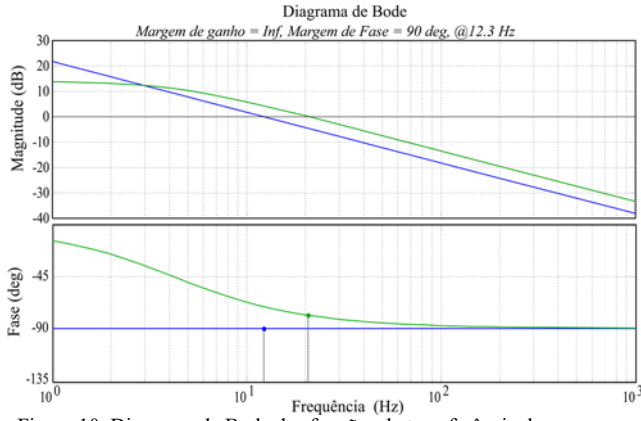


Figura 10. Diagrama de Bode das funções de transferência do conversor buck-boost em malha aberta compensada e não-compensada.

ondulação da tensão de barramento, evitando que a mesma seja transmitida para os LEDs.

O compensador do estágio PC é composto por três polos e 2 zeros (3P2Z), projetado seguindo a metodologia apresentada em [25]. Um polo é adicionado na origem para garantir erro nulo em regime permanente para distúrbios do tipo degrau elevado ganho CC. Os dois zeros complexos são adicionados em baixa frequência para compensar os dois polos complexos de baixa frequência da FT do filtro LLC. Os outros dois polos são adicionados para compensar o zero relacionado a resistência série equivalente do capacitor de saída  $C_O$  e proporcionar maior atenuação na frequência de comutação. Para proporcionar a compensação da ondulação da tensão de barramento, ajusta-se o ganho do compensador para obter o maior ganho possível em torno de 100 Hz e 120 Hz. O compensador projetado é dado por (10). A Figura 11 mostra a FT em malha aberta não compensada, bem como a compensada utilizando o compensador 3P2Z projetado.

A margem de ganho do sistema compensado é de 32 dB, e margem de fase de 276,7° com frequência de cruzamento por zero em 2 kHz.

$$G_{3P2Z-PC}(s) = \frac{9.4112 \times 10^6 (s^2 + 648s + 3.167 \times 10^8)}{s(s + 5.832 \times 10^5)(s + 5.165 \times 10^5)} \quad (10)$$

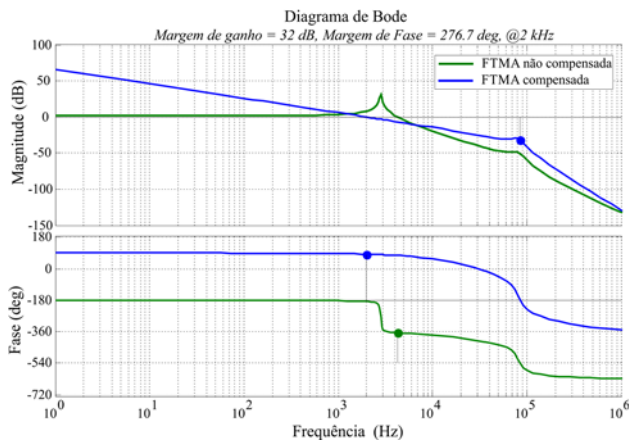


Figura 11 – Função de transferências do conversor LLC sistema em malha aberta compensada e não compensada.

## VII. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, apresentam-se os resultados de simulação dos dois estágios operando em conjunto, com os parâmetros mostrados na Tabela 1 e utilizando o modelo elétrico equivalente do LED. A Figura 12 mostra os resultados de

simulação para o conversor operando na mínima tensão de entrada. No instante 0,6 s aplica-se um distúrbio na tensão de entrada, variando de 85  $V_{RMS}$  para 120  $V_{RMS}$  e em 0,9 s, altera-se o nível de referência da corrente, variando de 1,15 A para 0,575 A. Verifica-se que para ambos os distúrbios o sistema de controle do estágio PFC manteve  $V_{BUS}$  controlada em 400 V. Enquanto isso, o sistema de controle do estágio PC, manteve a corrente dos LEDs controlada no valor médio conforme a referência. Além disso, o controlador do estágio PC atuou sobre a ondulação da tensão de barramento, conforme pode ser visto no valor constante da corrente dos LEDs e na variação da frequência do inversor em função da ondulação de  $V_{BUS}$ .

A Figura 13 mostra as mesmas formas de onda, no entanto, no instante 0,6 s a tensão de entrada é modificada de 265  $V_{RMS}$  para 200  $V_{RMS}$ . Da mesma forma que no caso anterior, verifica-se que o controle de cada estágio atuou de forma satisfatória.

Simulações foram realizadas para diferentes níveis de tensão de entrada, em que se verifica que o sistema de controle atua controlando a tensão de barramento bem como a corrente média dos LEDs em toda faixa de tensão de entrada considerada (85 – 265  $V_{RMS}$ ). O menor fator de potência verificado é de 0,96, quando o conversor opera com a máxima potência e máxima tensão de entrada.

Quanto a capacitância de barramento, utiliza-se 12  $\mu F$ , resultando numa ondulação de aproximadamente 15% na tensão de barramento. No entanto, conforme esperado, essa ondulação não é transmitida na forma de ondulação de corrente para os LEDs, sendo verificado uma máxima ondulação da corrente dos LEDs de 2%.

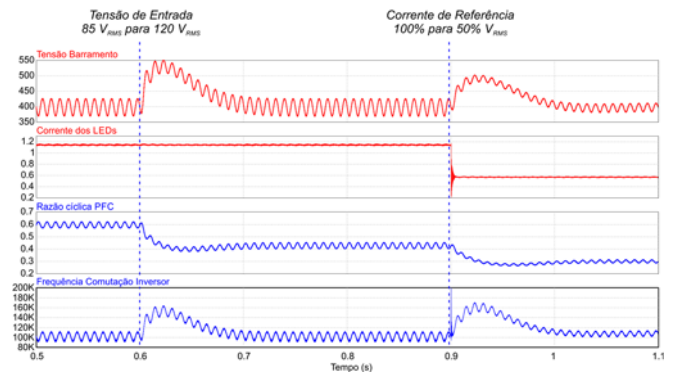


Figura 12. Resultados de simulação para topologia completa operando com a mínima tensão de entrada.

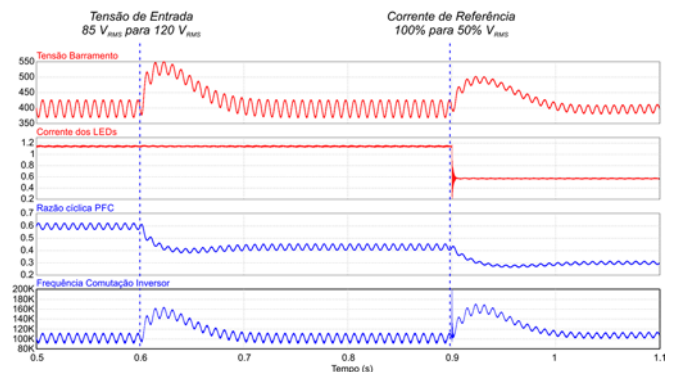


Figura 13. Resultados de simulação da topologia completa operando com a máxima tensão de entrada.

## VIII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou a modelagem e o projeto do sistema de retroalimentação da topologia buck-boost meia-ponte LLC para o acionamento de LEDs. Inicialmente, o estágio de PFC, implementado com o conversor buck-boost operando em DCM com tensão de entrada universal é modelado através do modelo médio da chave PWM. Para o sistema de controle do estágio PFC, o compensador PI é projetado para manter a tensão de saída/barramento constante. Para o estágio de controle da corrente dos LEDs, o inversor LLC é utilizado, sendo seu modelo baseado no método da Função Descritiva Estendida. O sistema de controle deste estágio é implementado com um compensador 3P2Z, projetado para manter a corrente dos LEDs regulada, bem como, compensar a ondulação da tensão de barramento.

Resultados de simulação foram apresentados para a topologia e o sistema de controle proposto. Com base nos resultados, observa-se que o sistema de controle de cada estágio atendeu as especificações conferidas. Os resultados apresentados utilizam o modelo elétrico do LED, o que torna os resultados mais significativos.

## IX. AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Bolsista do CNPq - Brasil - (Processo 311911/2015-3) e ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFSM pelo apoio e suporte técnico.

## X. REFERÊNCIAS

- [1] S. Li, S.-C. Tan, C. K. Lee, E. Waffenschmidt, S. Y. Hui, and C. Tse, "A Survey, Classification and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, pp. 1–1, 2015.
- [2] Bridgelux, "Bridgelux Vero 18 Array Series," 2013.
- [3] P. S. Almeida, D. Camponogara, M. Dalla Costa, H. Braga, and J. M. Alonso, "Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 2, pp. 36–47, 2015.
- [4] U.S. Department of Energy, "Lifetime and Reliability," 2013.
- [5] PHILIPS, "LED Driver Lifetime and Reliability," Netherlands, 2011.
- [6] P. Lall, P. Sakalaukus, and L. Davis, "Reliability and Failure Modes of Solid-State Lighting Electrical Drivers Subjected to Accelerated Aging," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 531–542, 2015.
- [7] P. S. Almeida, H. A. C. Braga, M. A. D. Costa, and J. M. Alonso, "Offline Soft-Switched LED Driver Based on an Integrated Bridgeless Boost – Asymmetrical Half-Bridge Converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 761–769, 2015.
- [8] D. Camponogara, D. Ribeiro Vargas, M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Garcia, and T. Marchesan, "Capacitance Reduction With An Optimized Converter Connection Applied to LED Drivers," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 62, no. 1, pp. 184–192, 2015.
- [9] W. Chen and S. Y. Ron Hui, "Elimination of an electrolytic capacitor in AC/DC light-emitting diode (LED) driver with high input power factor and constant output current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1598–1607, 2012.
- [10] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "Isolated AC / DC Offline High Power Factor Single-Stage LED Drivers Without Electrolytic Capacitors," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 3, pp. 679–690, 2015.
- [11] D. G. Lamar, J. Sebastian, M. Arias, and A. Fernandez, "On the limit of the output capacitor reduction in power-factor correctors by distorting the line input current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1168–1176, 2012.
- [12] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, S. C. Tan, Y. Yang, and Z. Ye, "A flicker-free electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4540–4548, 2012.
- [13] I. IEEE Standard 1789, "IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers," 2015.
- [14] Y. Tang, F. Blaabjerg, P. C. Loh, C. Jin, and P. Wang, "Decoupling of fluctuating power in single-phase systems through a symmetrical half-bridge circuit," *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC 2014*, vol. 30, no. 4, pp. 1855–1865, 2014.
- [15] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 5, pp. 630–637, 1997.
- [16] J. M. Alonso, A. J. Calleja, F. J. Ferrero, and J. Ribas, "Single-stage Constant-Wattage High-Power-Factor Electronic Ballast with Dimming Capability," 1998, no. Dem.
- [17] Y. Wang, Y. Guan, J. Huang, W. Wang, and D. Xu, "A Single-Stage LED Driver Based on Interleaved Buck – Boost Circuit and LLC Resonant Converter," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 3, pp. 732–741, 2015.
- [18] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Springer US, 2001.
- [19] V. C. Bender, "Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública," Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- [20] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits," *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 6, no. 2, pp. 251–259, 1991.
- [21] C.-H. Chang, E.-C. Chang, C.-A. Cheng, H.-L. Cheng, and S.-C. Lin, "Small Signal Modeling of LLC Resonant Converters Based on Extended Describing Function," in *Computer, Consumer and Control (IS3C), 2012 International Symposium on*, 2012, pp. 365–368.
- [22] E. X. Yang, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, "Small-signal Modeling of LCC Resonant Converter," *PESC '92 Rec. 23rd Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 1992.
- [23] C.-H. Chang, C.-A. Cheng, and H.-L. Cheng, "Modeling and Design of the LLC Resonant Converter Used as a Solar-Array Simulator," *Emerg. Sel. Top. Power Electron. IEEE J.*, vol. 2, no. 4, pp. 833–841, 2014.
- [24] M. Shaik and R. Kankanala, "AN1477, Digital Compensator Design for LLC Resonant Converter," pp. 1–28, 2012.
- [25] Y. Wang, Y. Guan, K. Ren, W. Wang, and D. Xu, "A Single-Stage LED Driver Based on BCM Boost Circuit and LLC Converter for Street Lighting System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 5446–5457, 2015.