

ANÁLISE DA TRANSFERÊNCIA DE ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA EM CONVERSORES OPERANDO EM MCD PARA DRIVERS DE LED

Jean S. Brand¹, Maicol F. de Melo², J. Marcos Alonso³, Marco A. Dalla Costa¹

¹Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

²Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Sul-Rio-Grandense, Venâncio Aires – RS, Brasil

³Universidad de Oviedo, Gijón, España

e-mail: jean@gedre.ufsm.br

Resumo – Este artigo apresenta a análise da transferência de ondulação de baixa frequência da tensão de entrada de um estágio CC-CC para a corrente dos LEDs, nas topologias *buck*, *boost* e *buck-boost* operando em modo de condução descontínuo. Esta análise é feita de acordo com os limites máximos recomendados pela IEEE Std. 1789-2015, para mitigar os efeitos da cintilação luminosa em seres humanos. O objetivo é encontrar os valores máximos de ondulação percentual da tensão de entrada para uma faixa de operação de cada topologia e avaliar em cargas de LED distintas. Para isso, a modelagem matemática de cada topologia é aplicada em três cargas de LED, baseados no termo adimensional denominado fator de transmissão da ondulação de baixa frequência, que relaciona a ondulação percentual transmitida da entrada para a saída do estágio. Com esses valores, é realizado um estudo para determinar a capacitância de barramento mínima necessária para cada caso. O LED Luxeon 3014 é selecionado para simulações e implementações em três pontos de operação de cada topologia, em protótipos com potência nominal de 20W. A topologia *buck-boost* se destaca, por ter um fator de transmissão da ondulação de baixa frequência reduzido e constante para toda a faixa de operação.

Palavras-Chave – Conversores CC-CC, Diodos Emissores de Luz, Drivers de LED, Lâmpadas de LED.

ANALYSIS OF LOW-FREQUENCY RIPPLE TRANSMISSION TO DCM OPERATING CONVERTERS FOR LED DRIVERS

Abstract – This paper presents the analysis of the low-frequency ripple transfer from the input voltage to the LEDs current of a DC-DC converter, in the buck, boost and buck-boost topologies operating in discontinuous conduction mode. This analysis fulfills the maximum limits recommended by IEEE Std. 1789-2015 to mitigate the effects of light flicker in humans. The objective is to find the maximum input voltage ripple percent values for a range of operation of each topology, in different LED loads. To do this, the mathematical models for each topology is applied in three LED loads, based on the dimensionless term low-frequency ripple transmission factor, that relates the percent ripple transmitted from

the input to the output of the stage. With these values, a study is performed to determine the minimum bus capacitance required for each case. The Luxeon 3014 LED is selected for simulations and implementations at three operating points of each topology, in prototypes with a rated power of 20W. The buck-boost topology stands out because it presents a low-frequency ripple transmission factor reduced and constant for the entire operating range.

Keywords – DC-DC Power Converters, LED Drivers, LED Lamps, Light-Emitting Diodes.

I. INTRODUÇÃO

Os LEDs são cargas alimentadas em corrente contínua e seu fluxo luminoso é dependente da corrente direta aplicada, tornando necessário o uso de circuitos eletrônicos, para acioná-los corretamente [1]–[4]. As normas e práticas recomendadas que regulam os *drivers* de LED apresentam diversas restrições. Para a conexão com a rede elétrica, são exigidos limites no conteúdo harmônico da corrente de entrada, através da norma IEC 61000-3-2:2018 classe C, elevado fator de potência, regulamentado pela portaria nº 20/2017 para equipamentos de iluminação pública e portaria nº 389/2014 para lâmpadas de LED com dispositivo de controle integrado, além de limites para interferência eletromagnética, através da norma ABNT NBR IEC/CISPR 15. Para a conexão com os LEDs aplicados em condições de elevada acuidade visual, é indicado seguir a IEEE Std. 1789-2015, que apresenta a definição de frequências de modulação e limites para mitigar os efeitos da cintilação de luz em LEDs de auto brilho [5], [6]. Dessa forma, é necessário projetar um circuito eletrônico para balancear a diferença instantânea de potência entre a entrada pulsada e a saída em corrente contínua (CC) [1], [2], [7], [8], para garantir a correta operação.

As estruturas mais empregadas em *drivers* de LED são baseadas em topologias de estágios integrados ou de dois estágios independentes. Nesses casos, o primeiro conversor do circuito é responsável pela correção do fator de potência (CFP). Quando esse conversor é operado em modo de condução descontínuo (MCD), um alto fator de potência pode ser alcançado na entrada do circuito sem a necessidade de utilizar uma malha de controle de corrente dedicada. Para isso, basta que o interruptor controlado opera com razão cíclica fixa durante o período da rede [3], [9]–[11].

O segundo estágio é o de controle de potência (CP). Uma das razões para projetá-lo adequadamente é reduzir a transmissão de ondulação de baixa frequência da tensão de

Artigo submetido em 09/08/2019. Primeira revisão em 08/10/2019. Aceito para publicação em 24/03/2020 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.1.0059>

barramento para a corrente nos LEDs. Dessa forma é possível otimizar a seleção do conversor, baseado nas especificações da entrada e da carga. Isso pode levar a uma significativa redução das capacitâncias na saída do estágio CFP, permitindo o uso de tecnologias alternativas à eletrolítica.

O uso de capacitor eletrolítico convencional no barramento é visto como o elo fraco do sistema eletrônico, por apresentar vida útil muito menor que a dos LEDs, que podem alcançar mais de 50.000 horas [3], [12]–[14]. A substituição pode ser feita por capacitor de filme, que tem maior durabilidade, porém, com densidade de carga reduzida. Dessa forma, a utilização dessa tecnologia é limitada pelo volume que ocupa no circuito físico e pelos valores máximos de capacitância disponíveis comercialmente, para não elevar a ondulação na tensão de barramento dos conversores e transferir para a corrente nos LEDs a um valor maior do que o recomendado.

Muitos trabalhos propuseram diferentes soluções para reduzir as capacitâncias em *drivers* de LEDs. Uma das alternativas é através de técnicas de controle em malha fechada, que aumentam o conteúdo harmônico da corrente de entrada em conversores de estágio único ou dois estágios integrados [15]–[20]. Outras soluções empregam a redução de processamento redundante de energia (R^2P^2), através do uso de conversores em série ou em paralelo para compensar a ondulação de baixa frequência [1], [7], [14], [21]–[24]. Alguns trabalhos utilizam drivers de LED com múltiplas saídas, onde a potência processada em cada saída é menor [3], [8], [25]. Todas as soluções mencionadas anteriormente necessitam de um controle dedicado para reduzir as capacitâncias e muitos não levaram em conta os limites de cintilação luminosa, para garantir a segurança dos observadores.

Alguns trabalhos apresentaram estudos para o estágio CP, que mostraram que a operação em MCD é mais apropriada para atenuar a ondulação de baixa frequência em relação ao modo de condução contínuo (MCC) [26]–[28]. A partir disso, em [28] foi proposto o comparativo entre os conversores *buck* em MCC, *buck* em MCD, e o conversor série ressonante (CSR), através da análise do fator de transferência da ondulação de baixa frequência (*FTOBF*) da tensão de barramento para a corrente nos LEDs. No mesmo, o CSR apresentou os melhores resultados, com um $FTOBF_{CSR}$ aproximadamente unitário para ganhos de tensão entre a saída e a entrada abaixo de 0,2 (i. e., a tensão nos LEDs é no mínimo 5 vezes menor que a tensão de barramento). Já o conversor *buck* MCD teve resultados de $FTOBF_{bu}$ de aproximadamente 2, para os mesmos ganhos de tensão. O conversor *buck* MCC apresentou $FTOBF_{bu}$ entre 6 e 10 vezes. Como o CSR utiliza dois interruptores e o conversor em MCC têm desempenho ruim, neste trabalho o estágio CP é operado em MCD.

A contribuição deste trabalho é desenvolver a análise do *FTOBF* em malha aberta para as três topologias de conversores não-isolados mais empregadas (*buck*, *boost* e *buck-boost*), operando em MCD. O objetivo específico é definir as equações do *FTOBF* das topologias, aplicar em diferentes modelos de LEDs e calcular os valores máximos de ondulação da tensão de barramento que os conversores

podem processar para determinados pontos de operação, escolhidos em um intervalo de tensões. A partir disso, poderá ser definido o valor mínimo de capacitância necessária para cada ponto de operação, sem nenhum tipo de compensação ativa no circuito, de forma a cumprir as recomendações relacionadas a cintilação de luz da IEEE Std. 1789-2015.

Este artigo é organizado da seguinte forma: a Seção II apresenta a análise matemática do *FTOBF*, a Seção III apresenta a comparação entre as topologias e modelos de LEDs, através de resultados analíticos, a Seção IV apresenta o comparativo dos resultados teóricos, simulados e experimentais e a Seção V traz as conclusões do trabalho.

II. ANÁLISE MATEMÁTICA DO *FTOBF*

Para analisar o *FTOBF*, é representado na Figura 1 um estágio CC-CC de alimentação dos LEDs, onde a entrada do circuito é emulada por uma fonte de corrente seguida pelo capacitor de barramento (C_b). A tensão de entrada ($v_b(\omega t)$) do estágio CC-CC é apresentada em (1), a qual é composta por um nível CC (V_b) e uma componente CA (corrente alternada) ($V_{b_rp} \text{sen}(\omega t)$). A corrente instantânea nos LEDs ($i_o(\omega t)$) do conversor, apresentada em (2), também é composta por uma componente CC (I_o) e outra CA ($I_{o_rp} \text{sen}(\omega t)$).

$$v_b(\omega t) = V_b + V_{b_rp} \text{sen}(\omega t) \quad (1)$$

$$i_o(\omega t) = I_o + I_{o_rp} \text{sen}(\omega t) \quad (2)$$

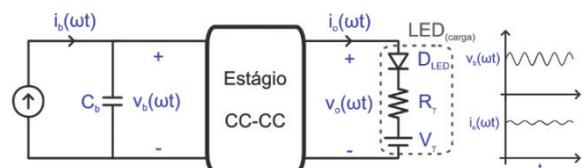


Fig. 1. Circuito equivalente do estágio CC-CC.

Como o objetivo do projeto é fornecer energia para uma carga de LEDs, é necessário definir a equação que descreve a relação entre a potência de saída (P_o) e os parâmetros do LED. Para realizar essa análise, a corrente de saída $I_o(\omega t)$ é aproximada pela sua componente CC (I_o), como apresentado por [29]. Os resultados mostraram que, para uma ondulação de até 30% do valor de I_o , diferentes cargas de LED mantinham fluxos luminosos entre 99,9% e 98%. Como os valores recomendados seguidos neste trabalho são ainda mais restritivos, pode-se aproximar o valor eficaz de corrente pelo valor médio, já que a corrente média de saída da topologia é muito maior que a componente CA da corrente de saída (I_{o_rp}). Portanto, pode-se negligenciar a componente $I_{o_rp} \text{sen}(\omega t)$.

Além disso, os capacitores de filtro da saída não têm influência no ganho em baixa frequência dos conversores, pois são projetados apenas para reduzir as ondulações da comutação dos interruptores. Dessa forma, a frequência de corte dos projetos é mantida em valores muito maiores que o da frequência de modulação. Portanto, o ganho na frequência de modulação é igual ao ganho em 0Hz do conversor, permitindo o equacionamento pelos valores médios.

Assumindo um conversor sem perdas, P_o é igual a

potência de entrada de determinada topologia (P_b). P_o pode ser reescrito como em (3), em função da tensão limiar (V_γ), da resistência série equivalente (R_γ) e da corrente média (I_o) da carga.

$$P_b = I_o V_o = I_o^2 R_\gamma + I_o V_\gamma \quad (3)$$

Para encontrar a corrente I_o dos LEDs, (3) é igualada a zero, levando a uma equação de segundo grau. Resolvendo, a raiz positiva da equação é encontrada, como mostra (4). Por fim, a expressão que define tensão média de saída (V_o) pode ser escrita como em (5), obtida através da substituição de (4) em (3).

$$I_o = \frac{-V_\gamma}{2R_\gamma} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{V_\gamma}{R_\gamma}\right)^2 + \frac{4P_b}{R_\gamma}} \quad (4)$$

$$V_o = \frac{V_\gamma}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{V_\gamma^2 + 4P_b R_\gamma} \quad (5)$$

A tensão de saída pode ser representada pela função da relação de ganho estático (M_v) entre V_o e V_b , como mostra (6). O fator de transformação de ondulação (v_{rp}) da tensão de barramento para a tensão de saída do conversor pode ser obtido pela derivação parcial de (6), como apresentado em (7). Nesse caso, v_{rp} é equivalente a amplitude pico a pico das componentes CA da tensão do barramento (V_{b_rp}) e da tensão de saída (V_{o_rp}).

$$V_o = M_v(V_b) \quad (6)$$

$$v_{rp} = \frac{\partial M_v(V_b)}{\partial V_b} = \frac{V_{o_rp}}{V_{b_rp}} \quad (7)$$

A equação que relaciona v_{rp} com a componente CA da corrente de saída (I_{o_rp}), é obtida por (8).

$$I_{o_rp} = \frac{V_{o_rp}}{R_\gamma} = v_{rp} \frac{V_{b_rp}}{R_\gamma} \quad (8)$$

Sendo assim, $I_{o_rp}\%$ e $V_{b_rp}\%$ são descritos por (9) e (10), respectivamente.

$$I_{o_rp}\% = v_{rp} \frac{V_{b_rp}}{I_o R_\gamma} 100 \quad (9)$$

$$V_{b_rp}\% = \frac{V_{b_rp}}{V_b} 100 \quad (10)$$

Por fim, o $FTOBF$ do estágio, que representa o percentual de ondulação na corrente do LED em relação ao percentual de ondulação da tensão de barramento, é expresso por (11).

$$FTOBF = \frac{I_{o_rp}\%}{V_{b_rp}\%} = \frac{V_b}{I_o R_\gamma} v_{rp} \quad (11)$$

Portanto, este trabalho utiliza o fator adimensional $FTOBF$ como forma de relacionar a transmissão de ondulação em baixa frequência de um barramento CC para qualquer carga de LEDs. Para as três topologias, a resistência equivalente do conversor (R_{eq}) segue a equação (12), quando operados em MCD [30]. Nesse caso, f_s representa a frequência de comutação, L_x a indutância da topologia e D_x a razão cíclica empregada, para determinado ponto de operação.

$$R_{eq} = \frac{2f_s L_x}{D_x^2} \quad (12)$$

A. Conversor Buck

A tensão de barramento é aproximada por uma fonte de tensão CC em série com uma fonte CA, como mostra o circuito equivalente do conversor *buck*, apresentado na Figura 2. A corrente média de entrada (I_{b_bu}) é a corrente que flui através do interruptor [30], calculada por (13). Portanto, a potência de entrada do conversor *buck* é dada por (14) [30].

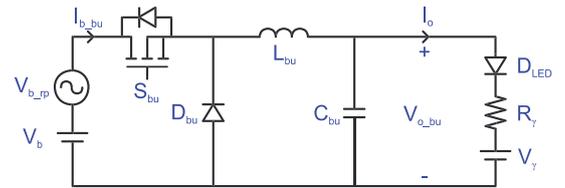


Fig. 2. Circuito equivalente do conversor *buck*.

$$I_{b_bu} = \frac{(V_b - V_{o_bu})}{R_{eq_bu}} \quad (13)$$

$$P_{b_bu} = V_b I_{b_bu} = \frac{(V_b^2 - V_{o_bu} V_b)}{R_{eq_bu}} \quad (14)$$

Substituindo (14) em (5), V_{o_bu} é encontrado em função de V_b e dos parâmetros da carga, dado por (15).

$$V_{o_bu} = \frac{V_\gamma}{2} - \frac{V_b R_\gamma}{2R_{eq_bu}} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(V_\gamma - \frac{V_b R_\gamma}{R_{eq_bu}}\right)^2 + \frac{4V_b^2 R_\gamma}{R_{eq_bu}}} \quad (15)$$

Fazendo a derivação parcial de (15), como em (7), v_{rp_bu} é calculado. Substituindo o resultado em (11), o $FTOBF_{bu}$ pode ser definido por (16) para o conversor *buck*.

$$FTOBF_{bu} = \frac{V_b}{I_o R_\gamma} \frac{2V_b R_\gamma - V_{o_bu} R_\gamma}{R_{eq_bu} (2V_{o_bu} - V_\gamma) + V_b R_\gamma} \quad (16)$$

B. Conversor Boost

O circuito equivalente do conversor *boost* é mostrado na Figura 3. I_{b_bo} do conversor é definido por (17), e é dado pela corrente média que circula através do indutor [30].

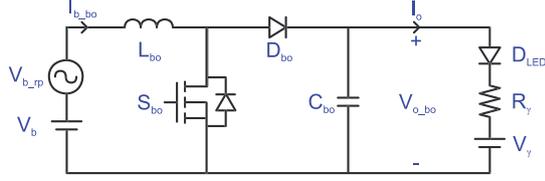


Fig. 3. Circuito equivalente do conversor *boost*.

$$I_{b_bo} = \frac{V_{o_bo}}{R_{eq_bo} \left(\frac{V_{o_bo}}{V_b} - 1 \right)} \quad (17)$$

P_{b_bo} é o produto de V_b e I_{b_bo} , calculado por (18) [30].

$$P_{b_bo} = V_b I_{b_bo} = \frac{V_b V_{o_bo}}{R_{eq_bo} \left(\frac{V_{o_bo}}{V_b} - 1 \right)} \quad (18)$$

Substituindo (18) em (5), V_{o_bo} em função de V_b é dado por (19).

$$V_{o_bo} = \frac{V_b + V_\gamma}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{(V_b + V_\gamma)^2 + 4V_b \left(\frac{V_b R_\gamma}{R_{eq_bo}} - V_\gamma \right)} \quad (19)$$

Fazendo a derivação parcial de (19), v_{rp_bo} é encontrado. Substituindo em (11), o $FTOBF_{bo}$ é definido por (20).

$$FTOBF_{bo} = \frac{V_b}{I_o R_\gamma} \frac{2V_b R_\gamma + (V_{o_bo} - V_\gamma) R_{eq_bo}}{(2V_{o_bo} - V_\gamma) R_{eq_bo} - V_b R_{eq_bo}} \quad (20)$$

C. Conversor Buck-boost

O circuito equivalente do conversor *buck-boost* é mostrado na Figura 4. I_{b_bb} é a corrente média que flui através do interruptor, dada por (21) e P_{b_bb} é expressa em (22) [30].

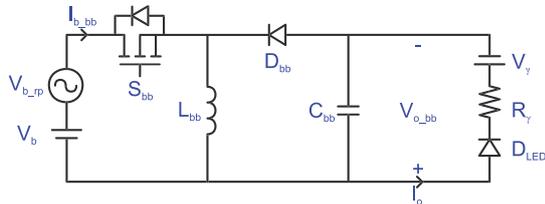


Fig. 4. Circuito equivalente do conversor *buck-boost*.

$$I_{b_bb} = \frac{V_b}{R_{eq_bb}} \quad (21)$$

$$P_{b_bb} = V_b I_{b_bb} = \frac{V_b^2}{R_{eq_bb}} \quad (22)$$

Substituindo (22) em (5), V_{o_bb} em função de V_b pode ser calculada, produzindo como resultado (23).

$$V_{o_bb} = \frac{V_\gamma}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{V_\gamma^2 + \frac{4V_b^2 R_\gamma}{R_{eq_bb}}} \quad (23)$$

Fazendo a derivada parcial de (23), v_{rp_bb} é calculado. Logo, o $FTOBF_{bb}$ para a topologia é como mostra (24).

$$FTOBF_{bb} = \frac{V_b}{I_o R_\gamma} \frac{2V_b R_\gamma}{R_{eq_bb} (2V_{o_bb} - V_\gamma)} \quad (24)$$

III. IEEE STD. 1789-2015 E RESULTADOS ANALÍTICOS

A recomendação IEEE Std. 1789-2015 apresenta os limites relacionados à variação da luminância dos LEDs [5], [6]. Para frequências de modulação acima de 100Hz, a cintilação luminosa raramente é percebida por indivíduos humanos através da visão central ou visão periférica, podendo ser percebida de modo indireto, por efeitos estroboscópicos, até mesmo para frequências de 300 Hz [31].

Para frequências acima de 90 Hz, a modulação da corrente de saída deve estar de acordo com (25), para que haja baixo risco de efeito biológico relacionado à cintilação da luz. Nesse caso, assume-se que a luminância é proporcional à corrente nos LEDs [5].

$$Mod\% \leq 0,08 f_m \quad (25)$$

Como a frequência da rede na análise é de 60 Hz (portanto a frequência de modulação (f_m) é de 120 Hz nos LEDs), a modulação deve ser menor que 9,6%. O percentual de modulação ($Mod\%$) pode ser calculado por (26).

$$Mod\% = \frac{I_o + \frac{I_{o_rp}}{2} - I_o + \frac{I_{o_rp}}{2}}{I_o + \frac{I_{o_rp}}{2} + I_o - \frac{I_{o_rp}}{2}} 100 = \frac{1}{2} I_{o_rp} \% \quad (26)$$

Rearranjando (26), é possível observar que $I_{o_rp}\%$ é o dobro de $Mod\%$. Portanto, para uma frequência da rede de 60Hz, os valores máximos de $I_{o_rp}\%$ serão de 19,2% para qualquer situação. Sendo assim, nesse artigo a análise é apresentada em relação a $I_{o_rp}\%$ e não em termos de $Mod\%$.

Os três modelos de LEDs são os seguintes: um *Mid-Power* (Luxeon 3014 [32]), um *High-Power* (Luxeon Rebel ES [33]) e um *COB* (G9-654H2818-P0F2MA [34]), com as características mostradas na Tabela I. Os parâmetros das três lâmpadas de LED são mostrados na Tabela II. Para determiná-los, D_x e L_x são obtidos em função de V_b . Também é considerada uma frequência de comutação de 60kHz.

TABELA I
Parâmetros dos Modelos de LED (para 1 único LED)

Parâmetro	Símbolo	3014	Rebel ES	G9	Unidade
Corrente nominal	I_o	0,066	0,7	2,8	A
Tensão limiar	V_γ	2,67	2,73	41,3	V
Resistência série	R_γ	6,5	0,66	4,5	Ω

TABELA II
Parâmetros das Lâmpadas de LED

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
3014 2 strings de 48 LEDs em série	I_o	0,132	A
	V_o	148,7	V
	P_o	20	W
Rebel ES 20 LEDs em série	I_o	0,7	A
	V_o	63,9	V
	P_o	45	W
G9-654H2818-P0F2MA 1 LED COB (Chip-On-Board)	I_o	2,8	A
	V_o	53,9	V
	P_o	150	W

O ganho de tensão (G_v) representa a relação entre V_o e V_b quando nenhuma ondulação no barramento está presente, como mostra (27). Essa representação é utilizada no trabalho para normalizar as tensões dos diferentes modelos de LEDs.

$$G_v = \frac{V_o}{V_b} \quad (27)$$

A. Conversor Buck

A topologia *buck* tem característica de rebaixador de tensão, portanto precisa de valores de V_b maiores que V_{o_bu} , logo G_{v_bu} têm valores menores que 1. A Figura 5 apresenta a análise do $FTOBF_{bu}$ em função de G_{v_bu} e a Figura 6 apresenta os valores máximos permitidos de ondulações de tensão de barramento ($V_{b_rp_max_bu}\%$), definido por (28), para seguir a recomendação da IEEE Std. 1789-2015. Quando V_b aumenta, os valores do $FTOBF_{bu}$ reduzem, permitindo assim maiores valores de $V_{b_rp_max_bu}\%$.

$$V_{b_rp_max}\% = \frac{I_{o_rp_lim}\%}{FTOBF} = \frac{19,2\%}{FTOBF} \quad (28)$$

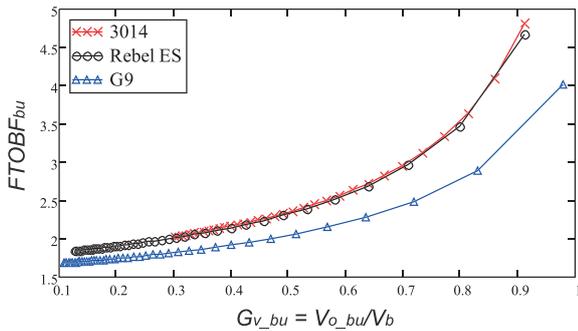


Fig. 5. $FTOBF_{bu}$ em função de G_{v_bu} para o conversor *buck*.

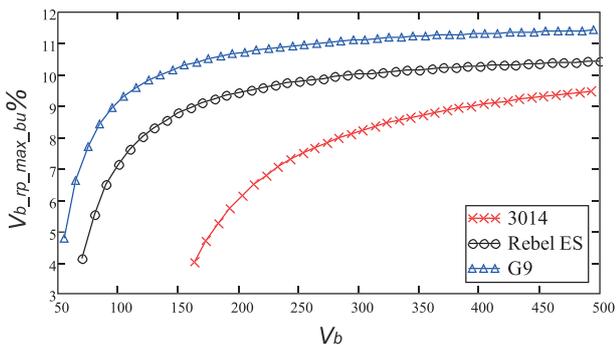


Fig. 6. $V_{b_rp_max_bu}\%$ em função de V_b para o conversor *buck*.

B. Conversor Boost

Esse conversor opera como elevador de tensão com valores de V_b menores que V_{o_bo} , logo G_{v_bo} é maior que 1. A Figura 7 apresenta a análise da $FTOBF_{bo}$ em função de G_{v_bo} e a Figura 8 apresenta $V_{b_rp_max_bo}\%$ em função de V_b . Conforme V_b aumenta, o $FTOBF_{bo}$ aumenta e os valores de $V_{b_rp_max_bo}\%$ são menores.

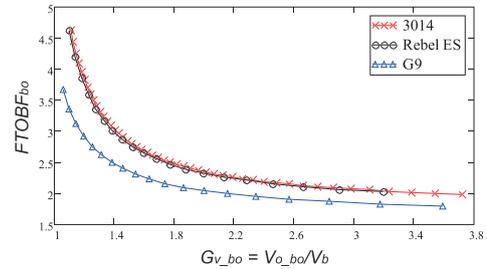


Fig. 7. $FTOBF_{bo}$ em função de G_{v_bo} para o conversor *boost*.

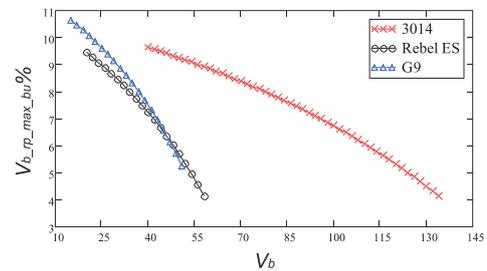


Fig. 8. $V_{b_rp_max_bo}\%$ em função de V_b para o conversor *boost*.

C. Conversor Buck-boost

O conversor *buck-boost* opera com valores de G_{v_bb} menores ou maiores que 1. A Figura 9 apresenta o $FTOBF_{bb}$ em função de G_{v_bb} , e a Figura 10 apresenta $V_{b_rp_max_bb}\%$ em função de V_b . Nesse conversor, o $FTOBF_{bb}$ e $V_{b_rp_max_bb}\%$ são constantes, independentemente do valor de V_b .

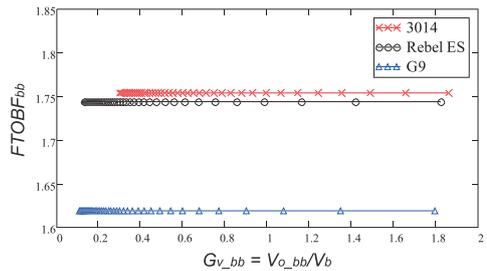


Fig. 9. $FTOBF_{bb}$ em função de G_{v_bb} para o conversor *buck-boost*.

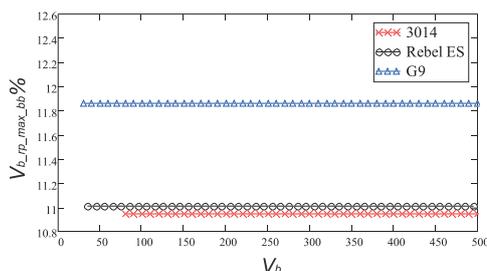


Fig. 10. $V_{b_rp_max_bb}\%$ em função de V_b para o conversor *buck-boost*.

D. Discussão

Essa subseção discute os resultados apresentados anteriormente. Comparando a Figura 5, a Figura 7 e a Figura 9, pode ser observado que quando o conversor opera com valores de G_v próximos de 1 (i.e., valores de V_b e V_o aproximados), o conversor *buck-boost* é o mais indicado para ser utilizado, por apresentar valores constantes de *FTOBF* para toda a faixa de operação, muito menores quando comparados aos das topologias *buck* e *boost*. Por outro lado, quando G_v é distante de 1, os conversores *buck* e *boost* tornam-se boas opções, por apresentam valores menores de *FTOBF*.

Na Figura 6, Figura 8 e Figura 10, os valores máximos de V_{b_rp} permitidos para cumprir os requisitos da IEEE Std. 1789-2015 são apresentados. Os conversores *buck* e *boost* operando com valores de G_v próximos de 1, têm *FTOBF* altos, levando a menores $V_{b_rp_max}\%$ permitidos, indicando a necessidade de maiores valores de capacitâncias para manter a ondulação da corrente de saída dentro dos limites recomendados. O conversor *buck-boost* não apresenta essa limitação por ter a *FTOBF* constante.

E. Análise da Capacitância de Barramento

Esta subseção mostra a análise da capacitância de barramento para as topologias apresentadas neste artigo, utilizando a carga de LEDs Luxeon 3014 como exemplo. Um conversor ideal de estágio CFP foi utilizado nesta análise, como mostrado em [26]. Dessa forma, torna-se possível comparar os valores necessários para capacitâncias de barramento nas topologias propostas.

A análise comparativa é baseada no estudo da mínima capacitância de barramento, proposta por este trabalho, que satisfaz as recomendações da IEEE Std. 1789-2015, apresentado em (26). O limite de 19,2% de $I_{o_rp}\%$ gera os valores de $V_{b_rp_max}\%$, calculados por (28). A partir disso, os valores mínimos de capacitância no barramento (C_{b_min}) são calculados, como apresentado em (29) [26].

$$C_{b_min} = \frac{P_b}{2\pi f_R V_b^2 V_{b_rp_max}\%} \quad (29)$$

A frequência da rede (f_R) considerada é de 60Hz. Para definir C_{b_min} , os seguintes passos devem ser seguidos:

1) Definição da carga de LEDs – A carga é selecionada para realizar a análise matemática apresentada nas seções II e III.

2) Definição da tensão de barramento – A tensão de barramento média é definida. É possível então encontrar $V_{b_rp_max}\%$, obtidas através de (28), utilizando as análises apresentadas na Figura 6, na Figura 8, e na Figura 10.

3) Definição da capacitância de barramento – Por meio de (29) e com os valores obtidos a partir dos passos 1 e 2, a capacitância de barramento é determinada.

O comparativo de valor mínimo de capacitância de barramento necessário das topologias, para cumprir os requisitos da IEEE Std. 1789-2015, é mostrado na Tabela III. Novamente o conversor *buck-boost* apresenta os melhores

resultados, por ter maior $V_{b_rp_max}\%$ permitido como mostra a Figura 6, a Figura 8 e a Figura 10.

TABELA III
Capacitância Mínima de Barramento Necessária

Tensão de barramento (V)	G_v	Valor (μ F)		
		<i>Buck</i>	<i>Boost</i>	<i>Buck-boost</i>
49,6	3	-	228	193
59,5	2,5	-	166	135
74,4	2	-	116	87
99,1	1,5	-	78	48
148,7	1	-	-	22
175	0,85	36	-	16
212,5	0,7	18	-	11
270,5	0,55	10	-	7
371,9	0,4	5	-	4
595	0,25	2	-	2

IV. ANÁLISE COMPARATIVA DOS RESULTADOS

A carga de LED Luxeon 3014 foi utilizada para ser simulada e implementada. A Tabela IV apresenta os parâmetros de projeto e os componentes selecionados para as topologias, calculados para três pontos de operação distintos em cada conversor [30]. Os pontos foram escolhidos com base nos resultados analíticos da seção anterior.

TABELA IV
Parâmetros dos Conversores

Conversor	Símbolo	Valor		
		Ponto 1	Ponto 2	Ponto 3
<i>Buck</i>	V_b	250V	300V	350V
	G_{v_bu}	0,59	0,49	0,42
	C_{bu}	470nF/250V	470nF/250V	470nF/250V
	L_{bu}	3,1mH/E25	3,9mH/E25	4,5mH/E25
	D_{bu}	MUR 160	MUR 160	MUR 160
	S_{bu}	FCP11N60	FCP11N60	FCP11N60
	$D_{x_{bu}}$	0,53	0,45	0,39
<i>Boost</i>	V_b	90V	100V	110V
	G_{v_bo}	1,64	1,48	1,34
	C_{bo}	470nF/250V	470nF/250V	470nF/250V
	L_{bo}	980 μ H/E20	1mH/E20	1,02mH/E20
	D_{bo}	MUR 160	MUR 160	MUR 160
	S_{bo}	FCP11N60	FCP11N60	FCP11N60
	$D_{x_{bo}}$	0,34	0,28	0,22
<i>Buck-boost</i>	V_b	100V	250V	350V
	G_{v_bb}	1,48	0,59	0,42
	C_{bb}	680nF/250V	680nF/250V	680nF/250V
	L_{bb}	1,2mH/E25	2,6mH/E25	3,1mH/E25
	D_{bb}	MUR 160	MUR 160	MUR 160
	S_{bb}	FCP11N60	FCP11N60	FCP11N60
	$D_{x_{bb}}$	0,53	0,31	0,24

O procedimento experimental utiliza uma fonte CA, modelo Agilent 6812B, para emular um barramento de CC com componente CA e um analisador de potência de precisão, modelo Yokogawa WT1800, para realizar as medições de rendimento das topologias. As aquisições são realizadas em um osciloscópio digital Keysight DSO-X 4024A.

Foram inseridos dois filtros passa-baixas através das operações matemáticas do osciloscópio digital, sendo um

utilizado em V_b (identificado pelo canal M1) e o outro em I_o (identificado pelo canal M4) para filtrar a componente de ondulação de alta frequência dos sinais. Dessa forma, as componentes de pico a pico dos sinais na frequência de interesse (120 Hz) podem ser medidos. A Tabela V apresenta os resultados para os três conversores e seus respectivos pontos de operação.

A Figura 11 mostra as formas de onda de V_b e I_o para o conversor *buck* operando com V_b de 250V e $V_{b_rp_bu}$ de 17,6V (7%). Dessa forma tem-se, $I_{o_rp_bu} = 23,8\text{mA}$ (18%) e $I_o = 132\text{mA}$, resultando em um $F\text{TOBF}_{bu}$ experimental de 2,57. O $F\text{TOBF}_{bu}$ calculado é de 2,56.

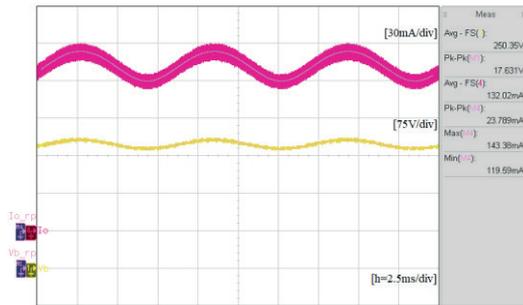


Fig. 11. Conversor *buck* operando em 250V.

As formas de onda para o conversor *boost* são apresentadas na Figura 12. Para V_b de 90V e $V_{b_rp_bo}$ de 5,5V (6%), tem-se $I_{o_rp_bo} = 19,5\text{mA}$ (14,7%) e $I_o = 132,6\text{mA}$, resultando em um $F\text{TOBF}_{bo}$ experimental de 2,45. O valor calculado é de 2,61.

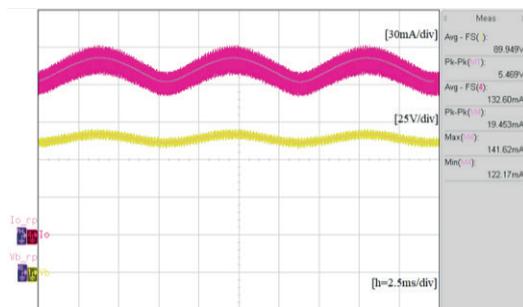


Fig. 12. Conversor *boost* operando em 90V.

Para o conversor *buck-boost*, as formas de onda de V_b e I_o são mostradas na Figura 13, operando com V_b de 99 V e $V_{b_rp_bb}$ de 9,9V (10%). Nesse caso, $I_o = 132,1\text{mA}$ e $I_{o_rp_bb} = 23,1\text{mA}$ (17,5%), resultando em um $F\text{TOBF}_{bb}$ de 1,75. Através dos cálculos o valor obtido também é de 1,75.

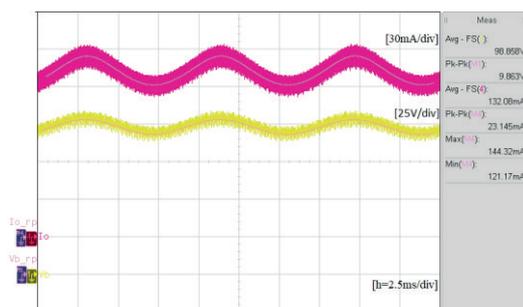


Fig. 13. Conversor *buck-boost* operando em 100V.

TABELA V					
Resultados Teóricos, Simulados e Experimentais					
Conversor	Parâmetro	Teórico	Simulado	Experimental	Unidade
<i>Buck</i> $V_b=250V$	$I_{o_rp_bu}$	23,9	23,8	23,8	mA
	I_o	132	132,2	132	mA
	$I_{o_rp_bu}\%$	18,1	18	18	%
	$V_{b_rp_bu}\%$	7	7	7	%
	$F\text{TOBF}_{bu}$	2,58	2,57	2,56	-
	η_{bu}	100	100	94,55	%
<i>Buck</i> $V_b=300V$	$I_{o_rp_bu}$	21	21	21,2	mA
	I_o	132	132,3	132	mA
	$I_{o_rp_bu}\%$	16,4	16,3	16,4	%
	$V_{b_rp_bu}\%$	7	7	7	%
	$F\text{TOBF}_{bu}$	2,34	2,32	2,35	-
	η_{bu}	100	100	93,87	%
<i>Buck</i> $V_b=350V$	$I_{o_rp_bu}$	20,4	20,3	19,9	mA
	I_o	132	132,2	131,9	mA
	$I_{o_rp_bu}\%$	15,5	15,4	15	%
	$V_{b_rp_bu}\%$	7	7	7	%
	$F\text{TOBF}_{bu}$	2,21	2,2	2,16	-
	η_{bu}	100	100	93,64	%
<i>Boost</i> $V_b=90V$	$I_{o_rp_bo}$	20,7	20,7	19,5	mA
	I_o	132	132,6	132,6	mA
	$I_{o_rp_bo}\%$	15,7	15,6	14,7	%
	$V_{b_rp_bo}\%$	6	6	6	%
	$F\text{TOBF}_{bo}$	2,61	2,61	2,45	-
	η_{bo}	100	100	93,7	%
<i>Boost</i> $V_b=100V$	$I_{o_rp_bo}$	22,6	22,6	21,5	mA
	I_o	132	133,5	131,9	mA
	$I_{o_rp_bo}\%$	17,1	17	16,3	%
	$V_{b_rp_bo}\%$	6	6	6	%
	$F\text{TOBF}_{bo}$	2,84	2,83	2,69	-
	η_{bo}	100	100	93,85	%
<i>Boost</i> $V_b=110V$	$I_{o_rp_bo}$	25	24,9	25,7	mA
	I_o	132	131,2	132,3	mA
	$I_{o_rp_bo}\%$	19	18,9	19,4	%
	$V_{b_rp_bo}\%$	6	6	6	%
	$F\text{TOBF}_{bo}$	3,16	3,16	3,22	-
	η_{bo}	100	100	94,43	%
<i>Buck-boost</i> $V_b=100V$	$I_{o_rp_bb}$	23,1	23	23,1	mA
	I_o	132	131,4	132,1	mA
	$I_{o_rp_bb}\%$	17,5	17,5	17,5	%
	$V_{b_rp_bb}\%$	10	10	10	%
	$F\text{TOBF}_{bb}$	1,75	1,75	1,75	-
	η_{bb}	100	100	92,72	%
<i>Buck-boost</i> $V_b=250V$	$I_{o_rp_bb}$	23,1	22,9	23	mA
	I_o	132	131,2	132,6	mA
	$I_{o_rp_bb}\%$	17,5	17,5	17,4	%
	$V_{b_rp_bb}\%$	10	10	10	%
	$F\text{TOBF}_{bb}$	1,75	1,75	1,75	-
	η_{bb}	100	100	92,28	%
<i>Buck-boost</i> $V_b=350V$	$I_{o_rp_bb}$	23,1	23,3	23,2	mA
	I_o	132	132,8	131,8	mA
	$I_{o_rp_bb}\%$	17,5	17,5	17,6	%
	$V_{b_rp_bb}\%$	10	10	10	%
	$F\text{TOBF}_{bb}$	1,75	1,75	1,77	-
	η_{bb}	100	100	90,72	%

O conversor *buck-boost* apresenta os melhores resultados de $F\text{TOBF}$, permitindo valores de $V_{b_rp_max}\%$ acima de 10%,

independente do ponto de operação escolhido. Por outro lado, o conversor *buck* torna-se uma boa solução para a carga Luxeon 3014 quando operado acima de 250V, pois passa a permitir valores de $V_{b_rp_max}\%$ acima de 7%, com eficiências mais altas.

O conversor *boost* é um caso mais extremo de aplicação, inclusive nessa carga. Por operar com tensão de barramento muito baixa (tipicamente cargas de LED têm tensões abaixo de 100V), torna-se necessário o uso de valores de capacitâncias muito elevadas. Mesmo assim, o mesmo apresenta $V_{b_rp_max}\%$ acima de 6% em muitos pontos, com bons rendimentos. A Figura 14 mostra graficamente os comparativos entre os resultados experimentais e teóricos do *FTOBF*.

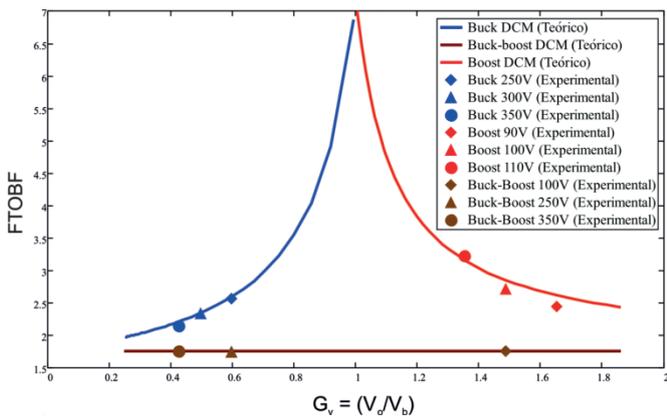


Fig. 14. Comparativo dos resultados teóricos e experimentais para todos os conversores com o LED Luxeon 3014.

É possível comparar as topologias em relação a C_{b_min} , baseada em (28), pelos pontos da Figura 14. No ponto onde G_v é de 0,6, representando V_b de 250V, C_{b_min} é de 11,22 μ F para a topologia *buck*, enquanto para a topologia *buck-boost* é de 7,62 μ F.

Quando G_v escolhido é de 0,42, V_b tem valor de 350V, e nesse caso, C_{b_min} é de 4,88 μ F para o conversor *buck* e de 3,9 μ F para o conversor *buck-boost*, reduzindo a diferença entre os resultados, aumentando a viabilidade da topologia *buck* em virtude do maior rendimento. Quando o estágio CC-CC opera como um elevador de tensão e G_v é de 1,49, representando V_b de 100V, C_{b_min} é de 77,2 μ F para a topologia *boost* e 47,6 μ F para a topologia *buck-boost*.

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou a análise do *FTOBF* da tensão de barramento para a corrente dos LEDs para os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*, operando em MCD. Enquanto muitos trabalhos na literatura têm proposto circuitos de custo elevado e com um controle por vezes complexo, este trabalho investiga a característica dos conversores para encontrar uma solução simples e efetiva em muitos casos, evitando custos adicionais e complexidade no projeto.

A metodologia para calcular o fator de transmissão de ondulação (v_{rp}) para os conversores foi apresentada. Para uma faixa de operação de V_b e tendo definidos os parâmetros da carga, é possível encontrar o ponto de operação que o conversor terá um baixo *FTOBF*, para que o nível de

modulação de baixa frequência em 120 Hz siga as recomendações da IEEE Std. 1789-2015 e permita maiores ondulações na tensão de barramento, levando a menores valores de capacitâncias.

Uma análise teórica foi realizada para três cargas de LED, com diferentes características de V_s , R_s e I_o . Pode-se constatar que a redução de I_{o_rp} é obtida pela redução de V_{b_rp} ou pela seleção de um ponto de operação adequado para a topologia em questão. Quando o conversor opera com G_v próximo a 1, a topologia *buck-boost* apresenta *FTOBF* de 1,75, independente do ponto escolhido, porém com menores eficiências do que as topologias *buck* e *boost*. Isso quer dizer que o percentual de ondulação de tensão de barramento que for inserido na entrada do estágio, será transferido 1,75 vezes maior para a corrente nos LEDs.

Por outro lado, quando G_v apresenta valores distantes de 1, as topologias *buck* e *boost* viram opções mais viáveis, tendo em vista que apresentam maiores eficiências (acima de 93,6% e 93,7% respectivamente) e bons valores de *FTOBF* (abaixo de 2,15 e 2,45 respectivamente). Com isso, o valor de C_{b_min} necessário torna-se mais próximo do encontrado na topologia *buck-boost*, como evidenciado no caso onde $G_v = 0,42$.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro desse estudo, em parte pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código 001, PRPGP/UFMS, INCT-GD, CNPq proc 465640/2014-1, CAPES proc 23038.000776/2017-54, FAPERGS proc 17/2551-0000517-1 e em parte pelo governo espanhol via proc ENE2013-41491-R.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Dong, X. Xie, L. Jiang, Z. Jin, and X. Zhao, "An Electrolytic Capacitor-Less High Power Factor LED Driver Based on a One-and-a-Half Stage Forward-Flyback Topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n.º. 2, pp. 1572–1584, Fev. 2018.
- [2] G. G. Pereira, M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, M. F. De Melo, and C. H. Barriquello, "LED Driver Based on Input Current Shaper Without Electrolytic Capacitor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n.º. 6, pp. 4520–4529, Jun. 2017.
- [3] C. Gobbato, S. V. Kohler, I. H. de Souza, G. W. Denardin, and J. D. P. Lopes, "Integrated Topology of DC-DC Converter for LED Street Lighting System Based on Modular Drivers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n.º. 4, pp. 3881–3889, Jul. 2018.
- [4] D. G. Lamar, M. Arias, A. Fernandez, J. A. Villarejo, and J. Sebastian, "Active Input Current Shaper Without an Electrolytic Capacitor for Retrofit Lamps Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n.º. 5, pp. 3908–3919, Maio 2017.
- [5] *IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers*, IEEE Std.1789-2015, 2015.

- [6] B. Lehman and A. J. Wilkins, "Designing to Mitigate Effects of Flicker in LED Lighting: Reducing risks to health and safety," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, n° 3, pp. 18–26, Set. 2014.
- [7] J. He, X. Ruan, and L. Zhang, "Adaptive Voltage Control for Bidirectional Converter in Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC–DC LED Driver," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 1, pp. 320–324, Jan. 2017.
- [8] X. Liu, X. Li, Q. Zhou, and J. Xu, "Flicker-Free Single Switch Multi-String LED Driver With High Power Factor and Current Balancing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 7, pp. 6747–6759, Jul. 2019.
- [9] J. M. Alonso, A. J. Calleja, E. Lopez, J. Ribas, and M. Rico-Secades, "A novel single-stage constant-wattage high-power-factor electronic ballast," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, n° 6, pp. 1148–1158, Dez. 1999.
- [10] B. Poorali, E. Adib, and H. Farzanehfard, "A Single-Stage Single-Switch Soft-Switching Power-Factor-Correction LED Driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 10, pp. 7932–7940, Out. 2017.
- [11] S.-W. Lee and H.-L. Do, "A Single-Switch AC–DC LED Driver Based on a Boost-Flyback PFC Converter With Lossless Snubber," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 2, pp. 1375–1384, Fev. 2017.
- [12] P. S. Almeida, D. Camponogara, H. A. C. Braga, M. A. Dalla Costa, and J. M. Alonso, "Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, n° 2, pp. 36–47, Jun. 2015.
- [13] U.S. Department of Energy, "2016 Solid-State Lighting R&D Plan", 2016. [Online]. Disponível: https://www.energy.gov/sites/prod/files/2018/09/f56/ssl_rd-plan_jun2016.pdf.
- [14] H. Wu, S. C. Wong, C. K. Tse, S. Y. Ron Hui, and Q. Chen, "Single-Phase LED Drivers with Minimal Power Processing, Constant Output Current, Input Power Factor Correction, and Without Electrolytic Capacitor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 7, pp. 6159–6170, Jul. 2018.
- [15] Beibei Wang, Xinbo Ruan, Kai Yao, and Ming Xu, "A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC–DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp. 592–601, Mar. 2010.
- [16] L. Gu, K. Yao, X. Ruan, and M. Xu, "Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 5, pp. 1399–1408, Maio 2009.
- [17] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 3, pp. 1168–1176, Mar. 2012.
- [18] X. Ruan, B. Wang, K. Yao, and S. Wang, "Optimum injected current harmonics to minimize peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC–DC drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n° 7, pp. 1820–1825, Jul. 2011.
- [19] G. M. Soares, P. S. Almeida, J. M. Alonso, and H. A. C. Braga, "Capacitance Minimization in Offline LED Drivers Using an Active-Ripple-Compensation Technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 4, pp. 3022–3033, Abr. 2017.
- [20] P. Luz, J. Cassol, M. Righi, G. Vargas, R. Prado, and A. Kirsten, "Resonant Control Applied To Bus Capacitance Reduction In Integrated Double Buck-boost To Led Driver," *Eletrônica de Potência*, vol. 23, n° 1, pp. 98–107, Mar. 2018.
- [21] S. Mangkalajan, C. Ekkaravarodome, K. Jirasereamornkul, P. Thounthong, K. Higuchi, and M. K. Kazimierczuk, "A Single-Stage LED Driver Based on ZCDS Class-E Current-Driven Rectifier as a PFC for Street-Lighting Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 10, pp. 8710–8727, Out. 2018.
- [22] H.-C. Kim, M. C. Choi, S. Kim, and D.-K. Jeong, "An AC–DC LED Driver With a Two-Parallel Inverted Buck Topology for Reducing the Light Flicker in Lighting Applications to Low-Risk Levels," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 5, pp. 3879–3891, Maio 2017.
- [23] D. Camponogara, D. R. Vargas, M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Garcia, and T. Marchesan, "Capacitance Reduction With An Optimized Converter Connection Applied to LED Drivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 1, pp. 184–192, Jan. 2015.
- [24] D. Camponogara, D. Ribeiro Vargas, M. Antônio Dalla Costa, A. Campos, T. Bandeira Marchesan, and J. Marcos Alonso Álvarez, "Capacitance Reduction On Led Fixtures Based On The Optimized Conection Of Static Converters," *Eletrônica de Potência*, vol. 18, n° 2, pp. 1001–1009, Maio 2013.
- [25] X. Liu, Q. Yang, Q. Zhou, J. Xu, and G. Zhou, "Single-Stage Single-Switch Four-Output Resonant LED Driver With High Power Factor and Passive Current Balancing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 6, pp. 4566–4576, Jun. 2017.
- [26] J. M. Alonso *et al.*, "Reducing storage capacitance in off-line LED power supplies by using integrated converters," in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–8, Out. 2012.
- [27] J. M. Alonso, D. Gacio, J. Garcia, M. Rico-Secades, and M. A. Dalla Costa, "Analysis and design of the integrated double buck-boost converter operating in full DCM for LED lighting applications," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2889–2894, Nov. 2011.
- [28] M. F. De Melo, J. S. Brand, R. R. Duarte, M. A. D. Costa, J. M. Alonso, and Y. Wang, "Analysis of Low Frequency Ripple Transmission in LED Drivers," in *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–8, Set. 2018.
- [29] P. S. Almeida, V. C. Bender, H. A. C. Braga, M. A. Dalla Costa, T. B. Marchesan, and J. M. Alonso, "Static and Dynamic Photoelectrothermal Modeling of LED

- Lamps Including Low-Frequency Current Ripple Effects,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n.º. 7, pp. 3841–3851, Jul. 2015.
- [30] M. K. Kazimierzczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. John Wiley & Sons, 1ª Edição, Chichester, 2008.
- [31] J. D. Bullough, K. Sweater Hickcox, T. Klein, and N. Narendran, “Effects of flicker characteristics from solid-state lighting on detection, acceptability and comfort,” *Lighting Research & Technology*, vol. 43, n.º. 3, pp. 337–348, Set. 2011.
- [32] Philips Lumileds, “Product Datasheet Luxeon 3014,” pp. 1–25, 2017. [Online]. Disponível: <https://www.lumileds.com/uploads/459/DS208-luxeon-3014-datasheet-pdf>.
- [33] Philips Lumileds, “Product Datasheet Luxeon Rebel ES,” pp. 1–28, 2016. [Online]. Disponível: <https://www.lumileds.com/uploads/17/DS61-pdf>.
- [34] Ningbo Sunpu Opto, “Technical Datasheet LED COB-G9 series,” pp. 1–16, 2015. [Online]. Disponível: <http://www.sunpu-opto.com/en/productsd.php?tid=26&pid=144>.

DADOS BIOGRÁFICOS

Jean Santis Brand, nascido em São Luiz Gonzaga – RS em 1993, é engenheiro eletricitista (2017) e mestre em Engenharia Elétrica (2019) pela Universidade Federal de Santa Maria.

Atualmente busca o título de Doutor na mesma instituição. Suas áreas de interesse incluem sistemas eletrônicos de iluminação, drivers de LED, integração de conversores e conversores baseados em semicondutores GaN.

Maicol Flores de Melo, nascido em Cacequi – RS em 1989. Recebeu os títulos de Bacharel, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) em 2012, 2014 e 2018, respectivamente. Desde 2015 é Professor no Instituto Federal Sul-rio-grandense (IFSul), campus Venâncio Aires - RS.

Suas áreas de interesse incluem sistemas eletrônicos para iluminação, drivers de LEDs, eficiência energética, energia solar fotovoltaica e integração de fontes de energias renováveis e sistemas de iluminação.

José Marcos Alonso, recebeu o título de mestre e doutor em engenharia elétrica pela Universidade de Oviedo, Espanha em 1990 e 1994, respectivamente. Desde 2007 é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica na Universidade de Oviedo.

Prof. Alonso é coautor de mais de 370 artigos em periódicos e conferências, incluindo mais de 90 publicações em jornais de alto fator de impacto. Suas áreas de interesse incluem iluminação eletrônica, conversores CC/CC, correção do fator de potência, inversores ressonantes e eletrônica de potência em geral. Ele detém 7 patentes espanholas.

Prof. Alonso recebeu 7 premiações IEEE. É Editor Associado das revistas *IEEE Transactions on Power Electronics* e *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics on Power Electronics*. Atualmente é Past-chair do IEEE IAS Industrial Lighting and Displays Committee.

Marco Antonio Dalla Costa, nascido em Santa Maria – RS em 1978. Recebeu os títulos de Bacharel e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 2002 e 2004, respectivamente, e o título de Doutor (com honras) em Engenharia Industrial pela Universidade de Oviedo, Gijón, Espanha em 2008. De 2008 a 2009 foi Professor Associado na Universidade de Caxias do Sul. Desde 2009 é Professor Associado na Universidade Federal de Santa Maria.

É autor de mais de 60 artigos completos publicados em periódicos nacionais e internacionais, mais de 100 artigos científicos publicados em congressos internacionais e nacionais e 2 patentes espanholas. Atualmente, é Presidente do Departamento Técnico do Manufacturing Systems Development and Applications Department (MSDAD) e Presidente do Industrial Lighting and Displays Committee (ILDC) da IEEE IAS (Industry Applications Society). Além disso, é Editor Associado dos seguintes periódicos: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* e *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, ambos Qualis A1.

Suas áreas de interesse incluem: sistemas eletrônicos para iluminação, reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga, drivers de LEDs e OLEDs, eficiência de circuitos eletrônicos, conexão de fontes de energia renovável à rede elétrica, transformadores de estado sólido e comunicação por luz visível.