

METODOLOGIA PARA ESTIMATIVA DE PERDAS EM UM CONVERSOR BUCK SÍNCRONO COM SEMICONDUTORES DE NITRETO DE GÁLIO

Igor B. Barboza¹, Giulia K. Grassi¹, Renan R. Duarte^{1,2}, Maikel F. Menke¹, Marco A. Dalla Costa¹

¹GEDRE – Inteligência em Iluminação, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil

²Eletro Zagonel Ltda, Pinhalzinho – SC, Brasil

e-mail: {igor.b.barboza, giulia.grassi, renan.duarte, marcodec}@gedre.ufsm.br, maikel.menke@ufsm.br

Resumo – Neste artigo, uma nova proposta de metodologia para estimativa de perdas em conversores que empregam transistores GaN do tipo Intensificação (eGaN) é apresentada. A metodologia proposta apresenta como diferenciais, em relação aos demais trabalhos existentes na literatura, dois pontos principais. O primeiro deles é a consideração do efeito das temperaturas medidas nos transistores GaN e nos elementos magnéticos, relacionado às perdas nestes elementos. A outra contribuição é uma estimativa de perdas como uma alternativa para os desafios de medição de tensões e correntes nos transistores GaN, incluindo menores diferenças entre as perdas estimadas e experimentais do conversor, em diversos pontos de operação. Para a validação da metodologia proposta, dois estudos de caso que utilizam dispositivos GaN em um conversor Buck Síncrono foram implementados. O primeiro estudo de caso faz uso de uma solução monolítica com transistores eGaN e o segundo estudo de caso utiliza uma solução discreta de transistores GaN. Por fim, por meio da aplicação do modelo de estimativa de perdas desenvolvido nos estudos de caso 1 e 2, obtiveram-se erros de 0,034% e 0,122%, respectivamente, entre os valores estimados e os valores medidos, em potência nominal.

Palavras-Chave – Discreta, Estimativa de Perdas, Luminária LED, Monolítica, Transistores GaN.

LOSSES PREDICTION METHODOLOGY IN A SYNCHRONOUS BUCK CONVERTER WITH GALLIUM NITRIDE SEMICONDUCTORS

Abstract – This paper presents a new methodology for loss estimation in converters that employ enhancement-mode GaN transistors (eGaN). The proposed methodology presents two main differences, regarding the other existing works in the literature. The first contribution is considering the effect of the measured temperatures on the losses of the GaN transistors and magnetic elements. The other contribution is the loss estimation as an alternative to the challenges of voltage and current measurements in GaN transistors, including smaller differences between the estimated and the

experimental converter losses, in many operating points. To validate the proposed methodology, two case studies that employ GaN devices in a Synchronous Buck converter were implemented. The first case study employs a monolithic solution with eGaN transistors and the second case study uses a discrete solution with GaN transistors. Finally, through the application of the developed losses estimation model in case studies 1 and 2, the absolute errors of 0.034% and 0.122% were obtained, respectively, between the estimated and the measured values, in nominal power.

Keywords – Discrete, GaN Transistors, LED Luminaire, Losses Prediction, Monolithic.

1. INTRODUÇÃO

O setor de iluminação corresponde hoje a mais de 20% da energia elétrica consumida mundialmente [1][2]. Em 2020, a fonte de iluminação LED (diodo emissor de luz, do inglês Light-emitting diode) passou a representar mais de 50% das vendas nesse mercado. Para atingir objetivos de redução de emissões de poluentes, essa parcela deve corresponder a 100% das vendas do setor de iluminação artificial até 2050, segundo o cenário normativo estabelecido pela IEA [2]. Por essa razão, o desenvolvimento de fontes de potência cada vez mais eficientes para a alimentação de LEDs é fundamental.

Uma forma de aumentar a eficiência dos conversores é através do emprego de dispositivos semicondutores de *wide bandgap* (WBG), carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN), como interruptores. Em relação aos transistores de Silício (Si), esses componentes possuem características vantajosas, dentre as quais se destaca a operação em maiores frequências de comutação e a redução de perdas totais dos interruptores. O aumento da frequência de comutação dos interruptores permite a diminuição de volume dos elementos passivos, principalmente os magnéticos, de modo que as dimensões, o volume e o peso dos sistemas eletrônicos como um todo também são reduzidos [3][4]. Em menores potências e maiores frequências de comutação, os transistores GaN são os concorrentes diretos dos transistores de silício (Si) [5].

Adicionalmente, além da substituição do dispositivo semicondutor de Si por GaN, o aumento da eficiência dos conversores de potência pode ser obtido através de um método de projeto otimizado, tendo como objetivo a minimização de perdas.

Todavia, um dos principais problemas dos conversores que utilizam transistores GaN como interruptores é a dificuldade nas medições de tensões e correntes aplicadas nestes elementos. Isto ocorre principalmente devido ao

Manuscript received 02/07/2023; first revision 03/31/2023; accepted for publication 05/08/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.2.0005>

acréscimo nas indutâncias parasitas das PCBs (Placas de Circuito Impresso, do inglês Printed Circuit Boards) para adicionar os pontos de medição, assim como nas capacitâncias intrínsecas destes dispositivos de medição [6]-[8]. Essas medidas são fundamentais para calcular as perdas nesses conversores e minimizá-las, através de um projeto otimizado.

Uma alternativa para realizar o projeto otimizado de um conversor, é desenvolver e aplicar uma metodologia para estimativa de perdas em conversores com transistores GaN. Desta forma, não é preciso realizar as medições de grandezas elétricas nestes dispositivos [9], devido às limitações experimentais que isso estabelece.

Há trabalhos na literatura que desenvolvem propostas de metodologias para estimativa de perdas baseadas em equacionamentos matemáticos, algumas delas focadas em dispositivos semicondutores de Si [10]-[12]. Outras são referentes a dispositivos GaN, dentre as quais existem as que consideram os efeitos das indutâncias parasitas da PCB e das ponteiras de medição na estimativa de perdas [13][14][15].

Outros estudos analisam as perdas teóricas em conversores, através de análises gráficas realizadas em softwares matemáticos, para diversos pontos e condições de operação. Esses trabalhos incluem a predição de temperaturas nos semicondutores e magnéticos, bem como a alteração das perdas estimadas em função dessa iteração experimental, dentre os quais se destaca [16], no qual esse procedimento é realizado para um conversor Boost PFC (Correção de Fator de Potência, do inglês *Power Factor Correction*). Porém, [16] não considera a temperatura medida na análise de perdas.

Uma técnica de pós-processamento de aquisições experimentais é desenvolvida em [17], com o objetivo de: atenuar a influência de ruído, reduzir os erros de atraso ocasionados pelas ponteiras de medição e melhorar a precisão das medições de tensão e corrente, a partir de aquisições de osciloscópio.

Uma proposta de estimativa de perdas em um conversor Semi-Bridgeless PFC, a partir da técnica de Metodologia de Resposta de Superfície (SRM, do inglês *Surface Response Methodology*) é apresentada em [18]. De maneira alternativa ao que é proposto em [17], foi aplicada a técnica de DoE (do inglês *Design of Experiments*). Dessa forma, como resultado final obteve-se menores erros entre os valores estimados e experimentais até então existentes.

O trabalho [19] propõe uma análise, modificada e aprimorada a partir de [18], para um conversor LLC ressonante, com foco nas estimativas de perdas nos transistores MOSFET de Si dessa aplicação. Por fim, em [19] é obtido um erro inferior a 5% em várias situações de carga e pontos de operação considerados, apresentando vantagem em comparação direta com o método de Aproximação pela Primeira Harmônica (FHA, do inglês *First Harmonic Approximation*). Em [19], o erro menor entre os valores teóricos e experimentais decorre da análise do conversor no domínio do tempo. Por meio deste, é possível prever com mais exatidão os níveis de corrente e tensão no conversor, em relação ao método de FHA.

As referências [18] e [19] foram as mais adequadas encontradas na literatura para essa análise comparativa, entre

as metodologias existentes e a proposta no presente trabalho. Contudo, ambas consideram o efeito teórico da temperatura de junção na resistência em condução dos transistores MOSFETs de Si, ao invés das temperaturas experimentalmente verificadas, nessa análise de perdas.

Por essa razão, o presente trabalho propõe uma metodologia para estimativa de perdas em conversores Buck Síncronos considerando o efeito da temperatura medida experimentalmente nos semicondutores e nos elementos magnéticos. Para avaliar esta metodologia, foram realizados dois estudos de caso para o conversor Buck em modo de condução contínuo (MCC), empregando transistores GaN como interruptores, no estágio de controle de potência (CP) de uma luminária LED de 180 W [20].

Através da metodologia proposta, é possível estimar de maneira adequada a distribuição de perdas entre os principais elementos do conversor, o que permite encontrar os pontos que devem ser otimizados, além de medir apenas as tensões e correntes de entrada e saída do conversor. Como uma vantagem disso, é necessário medir uma menor quantidade de grandezas elétricas, além de não serem utilizadas técnicas intrusivas de medição no conversor, as quais alterariam o comportamento do mesmo, especialmente por se tratar de conversores com transistores GaN.

Este trabalho destaca-se também por sua simplicidade de utilização, ao contrário do considerável esforço matemático e computacional demandado pelos demais trabalhos da literatura mencionados. Assim, reduz-se a complexidade e o tempo para a obtenção da estimativa de perdas desejada, além da garantia experimental das temperaturas devidamente aferidas.

Este trabalho é uma síntese da análise e dos resultados apresentados na dissertação de mestrado no nome do primeiro autor, em [21].

O trabalho é dividido na seguinte maneira: na seção II, a metodologia para estimativa de perdas em conversores Buck Síncronos com transistores GaN proposta é apresentada. Na seção III são exibidos os resultados experimentais dos dois estudos de caso para essa aplicação com transistores GaN, o primeiro com uma solução monolítica e o segundo com uma solução discreta. Na seção IV, a metodologia desenvolvida na seção II é aplicada, de modo que os resultados da estimativa de perdas proposta são comparados aos resultados experimentais obtidos nos dois estudos de caso. Por fim, a seção V apresenta as conclusões obtidas a partir dos resultados experimentais e da validação da metodologia de perdas desenvolvida.

II. METODOLOGIA PARA ESTIMATIVA DE PERDAS PROPOSTA

A metodologia para estimativa de perdas apresentada neste trabalho desenvolve a análise de um conversor Buck Síncrono, com operação em MCC. O esquemático dessa topologia para o estágio CP de uma luminária LED de 180 W é apresentado na Figura 1. A análise detalhada das perdas em todos os elementos deste circuito é apresentada nas subseções a seguir. Devido aos problemas de medição mencionados, as medições não são realizadas nos terminais dos transistores GaN.

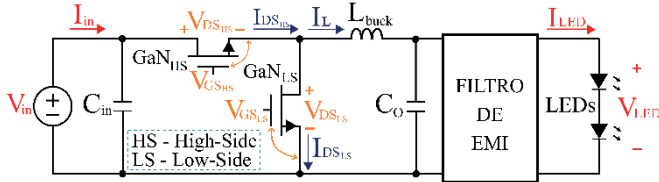


Fig. 1. Esquemático do conversor Buck Síncrono com transistores GaN, para o estágio CP proposto para a luminária LED de 180W.

Assim, as únicas tensões e correntes medidas nos conversores Buck Síncronos em operação são, como é indicado na Figura 1: tensão e corrente de entrada, V_{in} e I_{in} , tensão e corrente de saída, V_{LED} e I_{LED} (nos terminais da carga LED).

A. Perdas nos Transistores GaN

As perdas nos semicondutores GaN dividem-se, principalmente, em perdas por condução e perdas por comutação. Cada uma dessas parcelas é detalhada a seguir.

1) *Perdas por condução*: ocorrem devido à circulação da corrente eficaz $I_{DS,rms}$ pela resistência do canal R_{DSon} do dispositivo semicondutor. As perdas por condução no transistor GaN são dadas por (1), em que $k_R(T_j)$ é o coeficiente de ajuste de R_{DSon} em função da temperatura de junção T_j , a qual é experimentalmente verificada. Esse coeficiente é obtido a partir de inspeção gráfica das curvas, as quais são encontradas nos *datasheets* disponibilizados pelos fabricantes dos transistores GaN utilizados nos estudos de caso deste trabalho [22][23], que normalizam a R_{DSon} em função de T_j .

$$P_{Q_{cond}} = k_R(T_j) \cdot R_{DSon} \cdot I_{DS,rms}^2. \quad (1)$$

2) *Perdas por comutação*: dividem-se, principalmente, em quatro parcelas, as quais serão detalhadamente apresentadas a seguir.

a) Perda devido à carga e à descarga da capacitância intrínseca total de saída C_{oss} : os períodos de carga e descarga dessa capacitância são destacados em amarelo e verde na Figura 2. Nessa imagem são representadas as formas de onda da corrente no indutor I_L e das tensões e correntes *drain-source* nos transistores GaN HS e LS, respectivamente, V_{DS} e I_{DS} , tanto na entrada quanto na saída em condução do dispositivo.

As perdas por comutação devido à C_{oss} são estimadas por meio da equação (2), em que f_s é a frequência de comutação do conversor e C_{rss} é a capacitância reversa do transistor GaN.

$$P_{C_{oss}} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot f_s \cdot (C_{oss} - C_{rss}). \quad (2)$$

b) Perdas na entrada e na saída em condução: são decorrentes da sobreposição das formas de onda de V_{DS} e I_{DS} no dispositivo, em topologias que operam em comutação forçada. Em topologias síncronas, como nesse caso, esse tipo de perda não ocorre no transistor GaN LS, pois essas transições se dão em intervalos nos quais a corrente circula reversamente pelo canal desse dispositivo, o que introduz

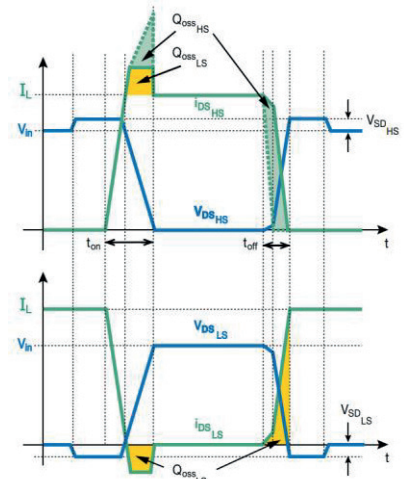


Fig. 2. Formas de onda da entrada e da saída em condução de um transistor GaN, representando a origem das perdas por comutação devido à capacitância total de saída C_{oss} desse dispositivo.

uma característica similar à comutação suave [24][25].

Para estimar os tempos de entrada e saída em condução do transistor GaN, é necessário primeiro estimar as correntes de *gate* na entrada e na saída em condução deste dispositivo, por meio das equações (3) e (4). A partir disso, obtém-se os tempos estimados através das equações (5) e (6), respectivamente. A Figura 3 exibe o esquemático genérico dos circuitos de *gate driver* utilizados para o acionamento dos transistores eGaN, enquanto a Figura 4 mostra as principais formas de onda teóricas durante a comutação.

Dentre as variáveis que constam nas Figuras 3 e 4, que estão presentes nas equações (3)–(6): V_{drvon} é a tensão V_{GS} de nível alto, V_{drvoff} é a tensão V_{GS} de nível baixo, V_{PL} é a tensão de Miller *plateau*, R_{drvon} e R_{drvoff} são as resistências de entrada e saída em condução do circuito de *gate driver*, R_{Gon} e R_{Goff} são as resistências externas de *gate* de entrada e de saída em condução, R_{Gint} é a resistência intrínseca de *gate*, Q_{GS} é a carga típica entre *gate* e *source*, Q_{th} é a carga típica de limiar entre *gate* e *source* e Q_{GD} é a carga típica entre *gate* e *drain*.

Por fim, as perdas durante a entrada e a saída em condução, P_{on} e P_{off} , são determinadas pelas equações (7) e (8), em que I_{Lmax} e I_{Lmin} são as correntes máxima e mínima no indutor do conversor Buck em regime permanente (RP).

Na Figura 4, o mecanismo dessas perdas pode ser observado por meio das formas de onda teóricas típicas de V_{DS} e I_{DS} de um conversor em configuração meia-ponte e operação em comutação forçada, como é o caso do Buck Síncrono.

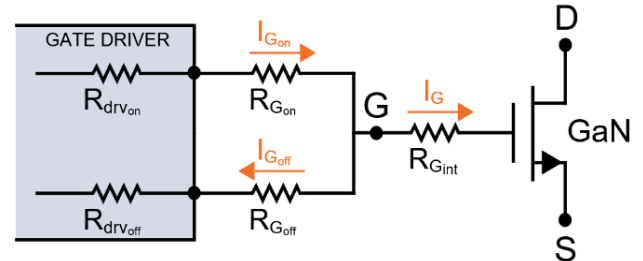


Fig. 3. Esquemático simplificado dos circuitos de *gate driver* dos transistores eGaN da aplicação.

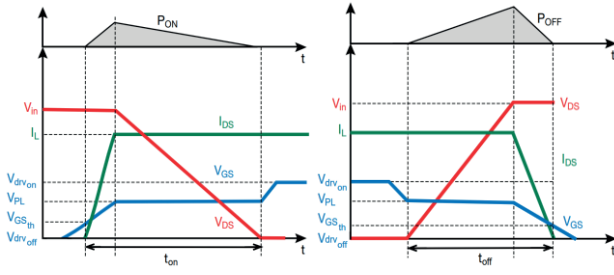


Fig. 4. Formas de onda teóricas simplificadas de (a) entrada (on) e (b) saída (off) em condução de um transistor GaN do tipo Intensificação de um conversor em configuração meia-ponte.

$$I_{G_{on}} = \frac{V_{drv_{on}} - V_{PL}}{R_{drv_{on}} + R_{G_{on}} + R_{G_{int}}} \quad (3)$$

$$I_{G_{off}} = \frac{V_{drv_{off}} - V_{PL}}{R_{drv_{off}} + R_{G_{off}} + R_{G_{int}}} \quad (4)$$

$$t_{on} = \frac{Q_{GS} - Q_{GS_{th}} + Q_{GD}}{I_{G_{on}}} \quad (5)$$

$$t_{off} = \frac{Q_{GS} - Q_{GS_{th}} + Q_{GD}}{I_{G_{off}}} \quad (6)$$

$$P_{on} = \frac{1}{2} \cdot \left(V_{in} \cdot f_s \cdot I_{L_{min}} \cdot t_{on} \right) \quad (7)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} \cdot \left(V_{in} \cdot f_s \cdot I_{L_{max}} \cdot t_{off} \right) \quad (8)$$

c) Perdas devido à carga total de gate Q_G : as perdas totais associadas à carga e à descarga do terminal $gate$ Q_G são estimadas por meio de (9). Essa parcela de perdas por comutação é mais relevante quanto maior for a frequência de comutação e menor a potência processada pelo conversor. Por fim, as perdas totais por comutação em um transistor GaN são estimadas pela equação (10).

$$P_{Q_G} = Q_G \cdot f_s \cdot (V_{drv_{on}} - V_{drv_{off}}) \quad (9)$$

$$P_{Q_{com}} = P_{C_{oss}} + P_{on} + P_{off} + P_{Q_G} \quad (10)$$

Perdas totais em um transistor GaN

As perdas totais em um transistor GaN, na equação (11), são formadas pela soma entre as perdas por condução e as perdas por comutação. Em (11), “x” representa o transistor GaN referente ao qual as perdas são analisadas: o interruptor principal (GaN HS) ou o interruptor síncrono (GaN LS).

$$P_{Q_x} = P_{Q_{cond}} + P_{Q_{com}} \quad (11)$$

Toda a análise para estimativa de perdas desenvolvida até então pode ser aplicada, sem exceções, ao transistor GaN HS. Como descrito anteriormente, o transistor GaN LS não possui perdas por comutação dos tipos P_{on} e P_{off} . Em adição a isso, durante o tempo morto esse dispositivo atua como diodo de roda-livre, fornecendo caminho para condução de corrente no sentido reverso do canal, de *source* para *drain*. Por essa razão, as perdas devido à condução reversa desse transistor devem ser consideradas.

A corrente média que circula no canal durante o tempo morto I_{SD} é representada pela equação (12), a qual permite estimar as perdas por condução reversa durante o tempo morto no transistor GaN LS, por meio da equação (13). Nessa equação, V_{SD} é a tensão de limiar para a condução reversa pelo canal do dispositivo.

$$\overline{I_{SD}} = \left[\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{D \cdot T_s}^{D \cdot T_s + t_{dt}} i_{SD}(t) dt + \int_{T_s - t_{dt}}^{T_s} i_{SD}(t) dt \right) \right] \quad (12)$$

$$P_D = V_{SD} \cdot \overline{I_{SD}} \quad (13)$$

Assim, as perdas totais estimadas nos transistores GaN HS e LS, P_{QHS} e P_{QLS} , são representadas pelas equações (14) e (15), respectivamente.

$$P_{Q_{HS}} = P_{Q_{cond}} + P_{C_{oss}} + P_{on} + P_{off} + P_{Q_G} \quad (14)$$

$$P_{Q_{LS}} = P_{Q_{cond}} + P_{C_{oss}} + P_D + P_{Q_G} \quad (15)$$

B. Perdas no Indutor

As perdas de um elemento magnético dividem-se em: perdas no cobre P_{LCu} e perdas no núcleo $P_{Lnucleo}$ (ou perdas magnéticas), as quais serão detalhadas nos itens a seguir.

1) *Perdas no cobre:* são causadas pela dissipação de energia na forma de calor nos condutores de um determinado enrolamento. Para prever de maneira suficientemente precisa as perdas no cobre do indutor, realiza-se a correção da resistividade do cobre no ρ_{Cu} , de modo a obter a resistividade do cobre no corrigida ρ_{Cu} . Essa correção é realizada por meio da equação (16), a partir da informação da temperatura do enrolamento T_{ind} no ponto de operação desejado, da temperatura ambiente T_A – ambas medidas – e do coeficiente de variação de temperatura do cobre em relação a 20°C, α_{Cu} .

A partir dessas considerações, as perdas no cobre do elemento magnético P_{LCu} podem ser estimadas, através da equação (17), uma vez conhecidos o comprimento médio de uma espira l_t , o número de espiras N_t , a corrente eficaz $I_{L_{rms}}$ e a área total equivalente da seção transversal do(s) condutor(es) S_w [26].

$$\rho_{Cu_{temp}} = \rho_{Cu} \cdot [1 + \alpha_{Cu} \cdot (T_{ind} - T_A)] \quad (16)$$

$$P_{LCu} = \left(\frac{\rho_{Cu_{temp}} \cdot l_t \cdot N_t}{S_w} \right) \cdot I_{L_{rms}}^2 \quad (17)$$

2) *Perdas no núcleo*: são predominantemente formadas por perdas por histerese, resultantes da variação máxima da densidade de fluxo magnético $B_{\max}$ no núcleo ferromagnético, e perdas por correntes de fuga (ou correntes de *Foucault*), ocasionadas pelas não-idealidades existentes no material que compõe o núcleo.

Há dois métodos comumente utilizados para realizar a estimativa de perdas no núcleo, de acordo com a aplicação e com a disponibilidade de informações a respeito do material que compõe o elemento magnético:

- *Equação de Steinmetz*: é o método mais conhecido e empregado, um modelo empírico que utiliza coeficientes tabelados a partir de testes em laboratório [27]. A Equação de *Steinmetz* Simplificada é exibida em (18). Nessa equação, γ , k_h e k_f são os coeficientes de Steinmetz e V_e é o volume efetivo do núcleo selecionado.

$$P_{L_{\text{núcleo}}} = B_{\max}^{\gamma} \cdot f_s \cdot V_e \cdot (k_h + k_f). \quad (18)$$

- *Método de análise gráfica das perdas volumétricas do núcleo*: pode ser utilizado quando o elemento magnético é manualmente confeccionado (em laboratório) e a empresa fabricante do núcleo fornece o gráfico de perdas por unidade de volume, no *datasheet* do material magnético.

Para aplicar esse método de maneira adequada, é preciso conhecer: V_e , $B_{\max}$, a frequência de excitação do material f (que equivale à própria frequência de comutação f_s) e a temperatura de operação do núcleo $T_{n.op}$. Utilizando esses parâmetros, obtém-se por análise gráfica as perdas totais no núcleo por unidade de volume P_v , em um determinado ponto de operação. Essa estimativa inclui, simultaneamente, as perdas por histerese e as perdas por correntes de Foucault.

Uma vez conhecidas as perdas volumétricas P_v e o volume efetivo do núcleo V_e , as perdas totais estimadas no núcleo $P_{L_{\text{núcleo}}}$ são obtidas pela equação (19).

$$P_{L_{\text{núcleo}}} = P_v \cdot V_e. \quad (19)$$

Perdas totais no indutor

As perdas totais estimadas no indutor $P_{L_{\text{total}}}$ do conversor Buck Síncrono são obtidas a partir da soma entre as perdas no cobre $P_{L_{Cu}}$ e as perdas no núcleo $P_{L_{\text{núcleo}}}$, como é apresentado na equação (20).

$$P_{L_{\text{total}}} = P_{L_{Cu}} + P_{L_{\text{núcleo}}}. \quad (20)$$

C. Perdas no Filtro de EMI (Interferência Eletromagnética)

O filtro de EMI utilizado neste trabalho tem a finalidade de filtrar a EMI radiada pelos LEDs no sistema eletrônico, sendo composto por três capacitores e um indutor de modo comum, na configuração mostrada na Figura 1. Para a predição de perdas nesse filtro de EMI, foram desprezadas as perdas em todos os capacitores [28]. Dessa maneira, as perdas estimadas no filtro de EMI correspondem apenas às perdas associadas ao indutor de modo comum.

As perdas no cobre desse indutor, P_{condEMI} , foram estimadas por meio da equação (21), a qual considera a corrente eficaz no indutor do filtro de EMI $I_{L_{\text{EMI}}_{rms}}$ igual à

corrente média nos LEDs I_{LED} , em virtude do posicionamento desse elemento no circuito, como na Figura 1. A RSE (Resistência Série Equivalente) total desse elemento foi obtida pela soma das resistências individuais dos dois enrolamentos distribuídos, representada por $R_{L_{\text{EMI}}}$, medidas através do medidor LCR de modelo Keysight U1733C [29], em 100kHz, que corresponde à frequência de comutação do conversor Buck Síncrono.

$$P_{\text{condEMI}} = R_{L_{\text{EMI}}} \cdot I_{L_{\text{EMI}}_{rms}}^2. \quad (21)$$

Pelo fato de o material de ferrite constituinte desse núcleo ser do tipo IP12R, para estimar as perdas no núcleo do indutor do filtro de EMI, $P_{\text{núcleoEMI}}$, a Equação de Steinmetz Simplificada foi empregada, conforme (18), em que $B_{\max}$ é a variação máxima da densidade de fluxo magnético no indutor do filtro de EMI e V_e é o volume efetivo do núcleo toroidal NT 15/9,5/4.

Ao somar as duas parcelas, obtém-se as perdas totais estimadas no indutor do filtro de EMI, P_{EMI} , como representa a equação (22).

$$P_{\text{EMI}} = P_{\text{núcleoEMI}} + P_{\text{condEMI}}. \quad (22)$$

D. Perdas Totais no Conversor Buck Síncrono com Transistores GaN

A metodologia de perdas desenvolvida dos itens A a C desta seção permite estimar as perdas totais no conversor Buck, por meio de (23).

$$P_{\text{perdas}} = P_{Q_{HS}} + P_{Q_{LS}} + P_{L_{\text{total}}} + P_{\text{EMI}}. \quad (23)$$

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS ESTUDOS DE CASO COM TRANSISTORES GAN

Para validar a metodologia de estimativa de perdas proposta, foram implementados dois estudos de caso que utilizam transistores eGaN. O primeiro deles emprega uma solução monolítica e o segundo uma solução discreta, em um conversor Buck Síncrono no estágio CP da luminária LED de 180 W.

Os dois estudos de caso distintos foram propostos para avaliar experimentalmente a temperatura e a eficiência no primeiro estudo de caso, em um conversor que emprega os transistores GaN e seus respectivos circuitos de *gate driver* dentro do mesmo encapsulamento (solução monolítica) e no segundo estudo de caso, que apresenta um conversor que utiliza os transistores GaN e circuitos de *gate driver* em encapsulamentos diferentes (solução discreta). Outro objetivo da escolha destes estudos de caso é o de verificar o desempenho da metodologia proposta em circuitos distintos, para avaliar sua generalidade.

Os principais parâmetros de projeto do conversor Buck Síncrono são apresentados na Tabela I. A carga LED empregada neste trabalho é composta por dois LEDs de modelo XLamp CMT2890 [30] conectados em série, os quais têm suas características elétricas fundamentais listadas na Tabela II. Os componentes principais dos protótipos

implementados dos estudos de caso são listados na Tabela III. A Tabela IV mostra os principais parâmetros típicos da MasterGaN1 [22] e dos transistores GaN de modelo GS-065-011-1-L [23].

TABELA I
Principais Parâmetros de Projeto do Conversor Buck Síncrono

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal de saída	P_o	180 W
Tensão média de entrada	V_{in}	400 V
Tensão média de saída	V_o	105 V
Frequência de comutação	f_s	100 kHz
Ondulação de corrente no indutor	$\Delta I_L\%$	80%
Ondulação de tensão de saída	$\Delta V_o\%$	5%
Corrente eficaz no indutor	I_{Lrms}	2 A

TABELA II
Características do LED XLamp CMT2890

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de limiar ($T_j = 85^\circ\text{C}$)	V_{thLED}	41 V
Resistência equivalente no ponto de operação nominal	R_{LED}	8,9 Ω
Tensão no ponto de operação nominal	V_{LED}	52 V
Corrente no ponto de operação nominal	I_{LED}	1,74 A

TABELA III
Componentes dos Protótipos dos Estudos de Caso

Parâmetro	Símbolo	Valor	Qtde.
Capacitores de entrada	C_{in}	470 nF	4
Capacitores de saída	C_o	470 nF	4
Indutor do conversor Buck	L_{buck}	550 μH	1
Transistores GaN do 1º estudo de caso	S_{HS}, S_{LS}	MasterGaN1	2
Transistores GaN do 2º estudo de caso	S_{HS}, S_{LS}	GS-065-011-1-L	2
Capacitor X do filtro de EMI	C_x	680 nF	1
Capacitor Y do filtro de EMI	C_y	2,2 nF	2
Indutor de modo comum do filtro de EMI	L_{EMI}	300 μH	1

TABELA IV
Principais Parâmetros da MasterGaN1 e do Transistor GaN GS-065-011-1-L

Parâmetro	Símbolo	MasterGaN1	GS-065-011-1-L
Resistência em condução do canal	R_{DSon}	150 m Ω	
Corrente <i>drain-to-source</i> máxima	I_{DSmax}	10 A	
Tensão <i>drain-to-source</i> máxima	V_{DSmax}	650 V	
Tensão de alimentação dos circuitos de <i>gate driver</i>	V_{CC}	5 – 6,5 V	5 – 7 V
Temperatura máxima de junção	T_j	-40 – 125°C	

A frequência de comutação de 100kHz foi selecionada para a operação do conversor Buck Síncrono, em ambos os estudos de caso. Essa escolha ocorreu pelo fato de os resultados experimentais do protótipo de uma versão preliminar terem apresentado nessa frequência maior

eficiência do conversor e menores temperaturas nos transistores GaN, na operação nominal desta aplicação, em relação a maiores frequências de comutação testadas [31].

A. Estudo de Caso 1: Solução Monolítica

Utiliza a solução monolítica MasterGaN1, da empresa STMicroelectronics, a qual contém dois transistores eGaN de 650 V em configuração meia-ponte e seus respectivos circuitos de *gate driver* dentro do mesmo encapsulamento, além de proteções adicionais [22].

O protótipo desenvolvido para o estudo de caso 1, com a solução monolítica MasterGaN1, é mostrado na Figura 5, com a *bottom layer* (componentes montados em superfície, ou SMD, do inglês *Surface Mounted Device*) na Figura 5.a e a *top layer* (componentes com terminais inseridos na placa, ou PTH, do inglês *Pin Through Hole*) na Figura 5.b.

B. Estudo de Caso 2: Solução Discreta

A solução discreta utiliza os transistores eGaN de modelo GS-065-011-1-L, da empresa GaN Systems [23], como transistores GaN HS e LS do conversor Buck Síncrono. Esse dispositivo foi selecionado por possuir parâmetros elétricos análogos aos de cada um dos transistores eGaN da MasterGaN1, do primeiro estudo de caso apresentado. Os circuitos de *gate driver* são implementados por meio do CI NCP51820, da empresa ON Semiconductor [32], o qual também possui proteções internas.

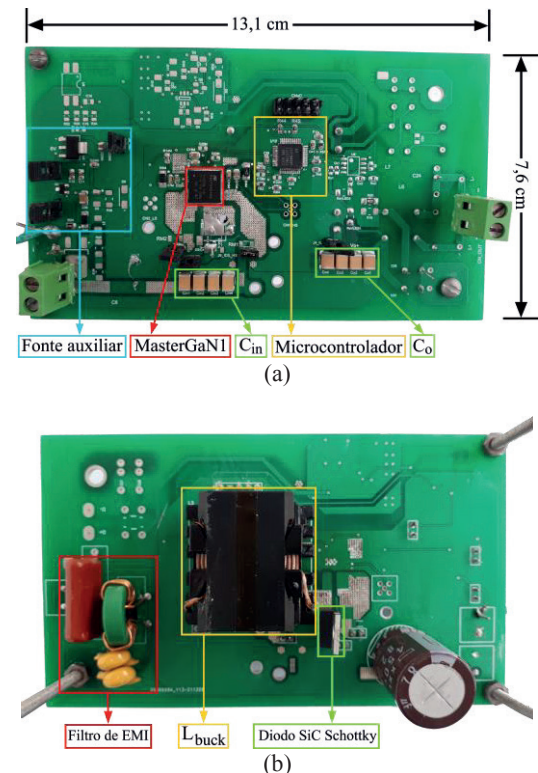


Fig. 5. Protótipo do estudo de caso 1, com a solução monolítica MasterGaN1. (a) *Bottom layer*; (b) *Top layer*.

O protótipo desenvolvido para o estudo de caso 2, com a solução discreta de transistores GaN de modelo GS-065-011-1-L, é mostrado na Figura 6, com a *bottom layer* (componentes SMD) na Figura 6.a e a *top layer* (componentes PTH) na Figura 6.b.

C. Resultados Experimentais

Em operação nominal, isto é, tensão média de entrada de 400 V, potência média de 180 W nos LEDs e frequência de comutação de 100 kHz, as formas de onda da Figura 7 foram obtidas, para o primeiro estudo de caso na Figura 7.a e o segundo na Figura 7.b. Esses resultados confirmam o funcionamento adequado de ambos os conversores em MCC.

Neste ponto de operação, por meio da utilização da câmera térmica Fluke Ti32, foram aferidas as temperaturas dos transistores GaN e do indutor do conversor Buck do primeiro e do segundo estudos de caso, respectivamente, nas Figuras 8.a, 8.b, 8.c e 8.d. Ressalta-se que a temperatura dos transistores GaN da MasterGaN1 foi aferida no terminal OUT, onde havia maior temperatura, uma vez que é inviável medir as temperaturas destes dispositivos individualmente.

D. Curvas de Eficiência sob Controle de Intensidade Luminosa

O controle de intensidade luminosa da carga LED foi realizado através da regulação da razão cíclica D do conversor Buck Síncrono. A partir disso, foram obtidas as curvas experimentais de eficiência sob controle de intensidade luminosa. Essas curvas serão apresentadas na Figura 13, ao final da seção IV, juntamente com as curvas obtidas a partir da metodologia para estimativa de perdas desenvolvida.

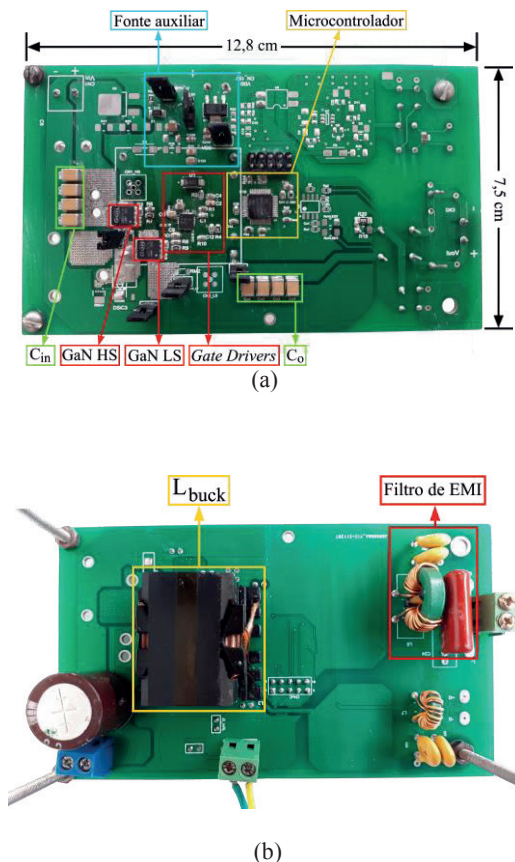


Fig. 6. Protótipo do estudo de caso 2, com a solução discreta com os transistores eGaN GS-065-011-1-L. (a) Bottom layer; (b) Top layer.

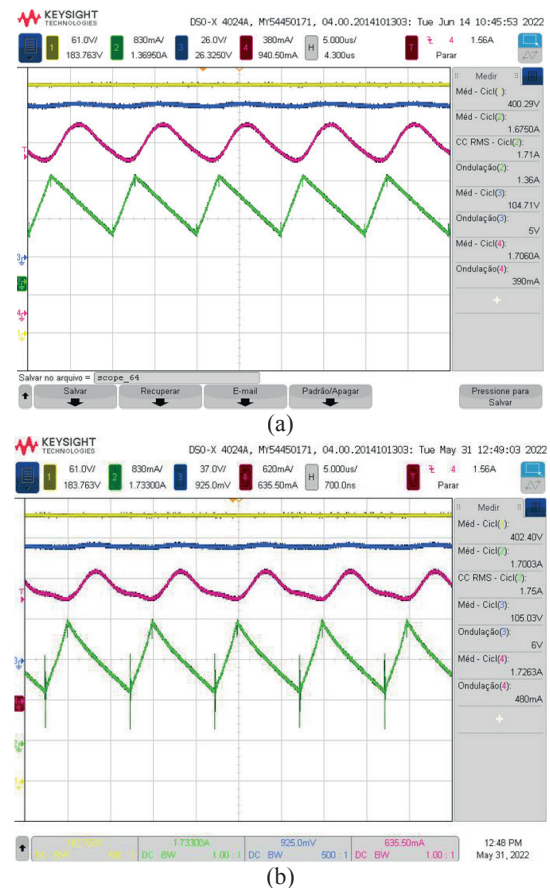


Fig. 7. Formas de onda experimentais dos conversores Buck Síncrono em operação nominal. Tensão de entrada (CH1 – 61V/div.), corrente no indutor do conversor Buck (CH2 – 830mA/div.), tensão de saída (CH3 – 26V/div.) e corrente nos LEDs (CH4 – 380mA/div.). Em (a) a solução monolítica MasterGaN1 e em (b) a solução discreta com transistores eGaN GS-065-011-1-L.

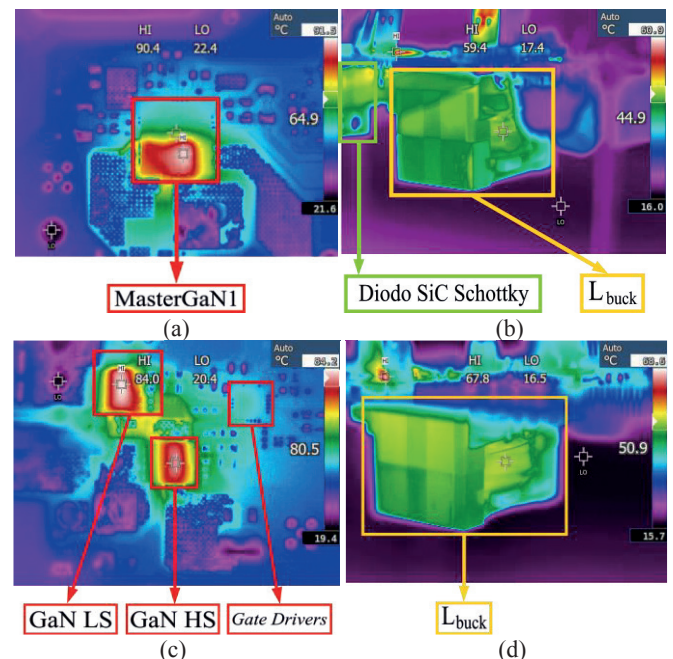


Fig. 8. Imagens térmicas dos conversores Buck Síncronos em operação nominal. (a) Transistores GaN do primeiro estudo de caso; (b) Indutor do primeiro estudo de caso; (c) Transistores GaN do segundo estudo de caso; (d) Indutor do segundo estudo de caso.

IV. APLICAÇÃO DA METODOLOGIA PARA ESTIMATIVA DE PERDAS PROPOSTA

A partir da metodologia para estimativa de perdas proposta na Seção II e dos resultados experimentais apresentados na Seção III, as estimativas de perdas dos conversores Buck Síncronos dos estudos de caso 1 e 2 foram realizadas. A aplicação dessa metodologia para cada um dos elementos do conversor é detalhada nos itens a seguir.

A. Estimativa de Perdas nos Transistores GaN

Para refinar a predição das perdas por condução dos transistores GaN, calculadas por (1), é preciso encontrar o valor do coeficiente $k_R(T_j)$ que corrige o valor da resistência R_{DSon} em uma determinada temperatura de junção T_j de cada um dos dispositivos. Uma vez medidas essas temperaturas T_j , com a câmera térmica Fluke Ti32, o coeficiente é encontrado por meio da análise do gráfico com os valores normalizados de R_{DSon} em relação a T_j , através das curvas sobrepostas na Figura 9. Essas curvas encontram-se disponíveis nos *datasheets* dos transistores GaN implementados nos estudos de caso [22][23].

Com respeito às perdas por comutação, todos os parâmetros necessários para a obtenção dessa parcela da estimativa de perdas são encontrados nos *datasheets* dos transistores GaN [22][23], do CI dos circuitos de *gate driver* [32] e no projeto dos resistores e capacitores auxiliares deste circuito.

Por fim, as perdas totais nos transistores GaN são obtidas, considerando todas as informações previamente explicadas sobre as perdas associadas a estes dispositivos, por meio da aplicação das equações (1)–(15). A Figura 10 apresenta as distribuições percentuais e quantitativas das perdas estimadas nos transistores GaN HS e LS dos estudos de caso.

B. Estimativa de Perdas no Indutor

As perdas no cobre do indutor do conversor Buck Síncrono foram estimadas conforme descrito na seção II, incluindo a correção da resistividade do cobre em função da temperatura, a partir dos parâmetros da Tabela V.

Com relação ao método para a estimativa de perdas no núcleo selecionado, dentre os apresentados na seção II, empregou-se a análise gráfica das perdas volumétricas do núcleo, pelo fato de o material que compõe o núcleo ser do tipo ferrite N97, o qual não possui os coeficientes de *Steinmetz* prontos e diretamente tabelados, de maneira a impedir a aplicação direta das Equações de *Steinmetz*.

Na Tabela V, são apresentados os parâmetros e os resultados das estimativas de perdas nos indutores dos conversores Buck Síncronos dos estudos de caso, incluindo as perdas no cobre, as perdas no núcleo e, por fim, as perdas totais nesses elementos, a partir da equação (20).

Dessa maneira, a partir do gráfico da Figura 11.a, disponível no *datasheet* do material N97 [33], é possível obter as perdas volumétricas em função da temperatura de operação do núcleo $T_{n,op}$, na frequência de excitação de 100kHz e para uma determinada variação máxima da densidade de fluxo magnético B_{max} .

No presente trabalho, foi realizada uma regressão polinomial de 3ª ordem sobre a curva de B_{max} igual 0,2 T, a

partir da Figura 11.a. A função e a ordem foram selecionadas pelo fato de o coeficiente de determinação da linha de tendência indicar, computacionalmente, uma correspondência de 100% nos pontos plotados ($R^2 = 1$).

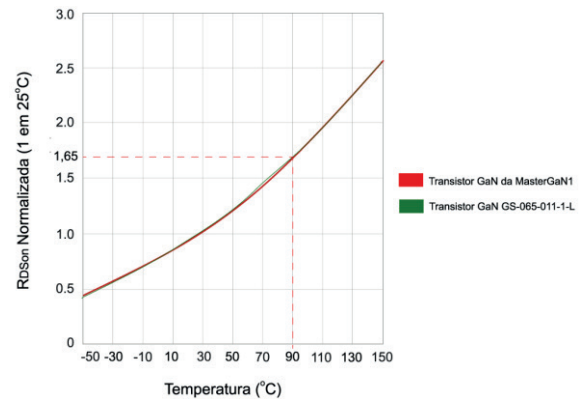


Fig. 9. Sobreposição dos gráficos de R_{DSon} em função de T_j – normalizadas em relação a 25°C – de um transistor eGaN da MasterGaN1 e de um transistor eGaN de modelo GS-065-011-1-L.

TABELA V
Estimativa de Perdas nos Indutores dos Conversores Buck Síncronos

Parâmetro	Símbolo	1º Estudo de Caso	2º Estudo de Caso
Comprimento efetivo de uma espira	L_t		4,84 cm
Número efetivo de espiras	N_t		37 espiras
Área da seção transversal do condutor nu	S_w		0,4444 mm ²
Corrente eficaz no indutor	$I_{L,rms}$	1,74 A	1,75 A
Resistividade do cobre nu	ρ_{Cu}		1,72 10 ⁻⁶ Ω cm
Coefficiente de variação de temperatura do cobre em relação a 20°C	α_{Cu}		3,93 10 ⁻³ K ⁻¹
Temperatura do enrolamento do indutor	T_{ind}	44,9 °C	50,9 °C
Temperatura ambiente	T_A	13,9 °C	17,4 °C
Resistividade do cobre corrigida em relação à temperatura medida do indutor	$\rho_{Cu,temp}$	1,93 10 ⁻⁸ Ω cm	1,946 10 ⁻⁸ Ω cm
Frequência de comutação	f_s		100 kHz
Temperatura de operação	$T_{n,op}$	44,9 °C	50,9 °C
Variação máxima da densidade de fluxo magnético	B_{max}		0,2 T
Perdas por unidade de volume	P_v	500,8668 kW/m ³	456,9696 kW/m ³
Volume efetivo do núcleo PQ 32/20	V_e		7,46 cm ³
Perdas			
Perdas no cobre	P_{LCu}	0,2290 W	0,2337 W
Perdas no núcleo	$P_{Lnucleo}$	4,094 W	3,735 W
Perdas totais	P_{Ltotal}	4,323 W	3,969 W

A função resultante dessa regressão polinomial consta na equação (24) e o gráfico correspondente a ela, no intervalo de interesse, é exibido na Figura 11.b.

C. Estimativa de Perdas no Filtro de EMI

A temperatura do enrolamento no ponto de operação desejado foi medida, a qual correspondeu a 20,5 °C para ambos os estudos de caso. Desse modo, como a correção da resistividade do cobre é realizada em relação a 20 °C, desprezou-se esse ajuste nas perdas no cobre, calculadas pela equação (17). Pelo fato de o material desse núcleo ser do tipo ferrite IP12R, a Equação de Steinmetz Simplificada pode ser aplicada para a estimativa de perdas nesse núcleo, a partir da equação (18). Ao final, segundo a equação (20), as perdas totais estimadas nesse elemento, para os dois estudos de caso, resultaram em cerca de 0,549 W, em operação nominal.

D. Estimativa de Perdas Totais nos Conversores Buck Síncronos

Após a aplicação da metodologia de perdas proposta, foram estimadas as perdas totais dos conversores Buck Síncronos, com tensão média de entrada de 400 V, potência nominal de 180 W e frequência de comutação de 100 kHz. Os resultados são expostos na Tabela VI, na qual são comparadas as perdas e eficiências estimadas e experimentais dos estudos de caso, neste ponto de operação.

A partir dessas análises, foi possível plotar os gráficos de estimativas de distribuição de perdas entre os elementos dos conversores Buck Síncronos dos estudos de caso implementados, na Figura 12.

As curvas experimentais de eficiência – obtidas por meio do analisador de potência Yokogawa WT1800 – e estimadas – a partir da metodologia proposta – foram obtidas de 10% a 100% da potência nominal de saída (180 W), em frequência de comutação de 100 kHz e tensão média de entrada de 400 V, em intervalos de 10%, para ambos os estudos de caso implementados. A Figura 13 apresenta essas curvas entre os níveis de 40% e 100% de intensidade luminosa da carga LED, intervalo de operação em que se garante o funcionamento do conversor em MCC, para o qual a metodologia de estimativa de perdas proposta é válida.

Nota-se que a metodologia proposta é extremamente precisa nos pontos próximos à potência nominal dos conversores, e se torna menos precisa quando a potência de saída diminui. Os dois principais fatores que justificam as diferenças entre as eficiências estimadas e experimentais, observadas na Figura 13 são: 1) as perdas no núcleo do indutor são calculadas a partir de uma regressão polinomial, que está sujeita a erros em relação à curva original do *datasheet* do núcleo; 2) com relação às perdas por condução dos transistores GaN, a obtenção do coeficiente $k_R(T_j)$ de acordo com a temperatura de junção T_j medida é feita por inspeção visual, de modo a estar sujeita a erros, em relação a uma verificação computacional. Além disso, à medida em que a potência de saída diminui, o erro percentual corresponde a um valor de potência pequeno. Por exemplo, para o maior erro percentual, observado com nível de 40%, a diferença entre a potência estimada e a medida é inferior a 1,5 W.

TABELA VI
Perdas Estimadas e Experimentais nos Conversores Buck Síncronos

Perdas	Símbolo	Grandeza	
		Estudo de Caso 1	Estudo de Caso 2
Estimadas Totais	$P_{Tperdas}$	6,189 W	5,783 W
Experimentais Totais	P_{Texper}	6,25 W	5,56 W
Eficiência			
Eficiência estimada	η_{est}	96,677%	96,884%
Eficiência experimental	η_{exp}	96,643%	97,006%
Erro absoluto	Δ_{abs}	0,034%	-0,122%

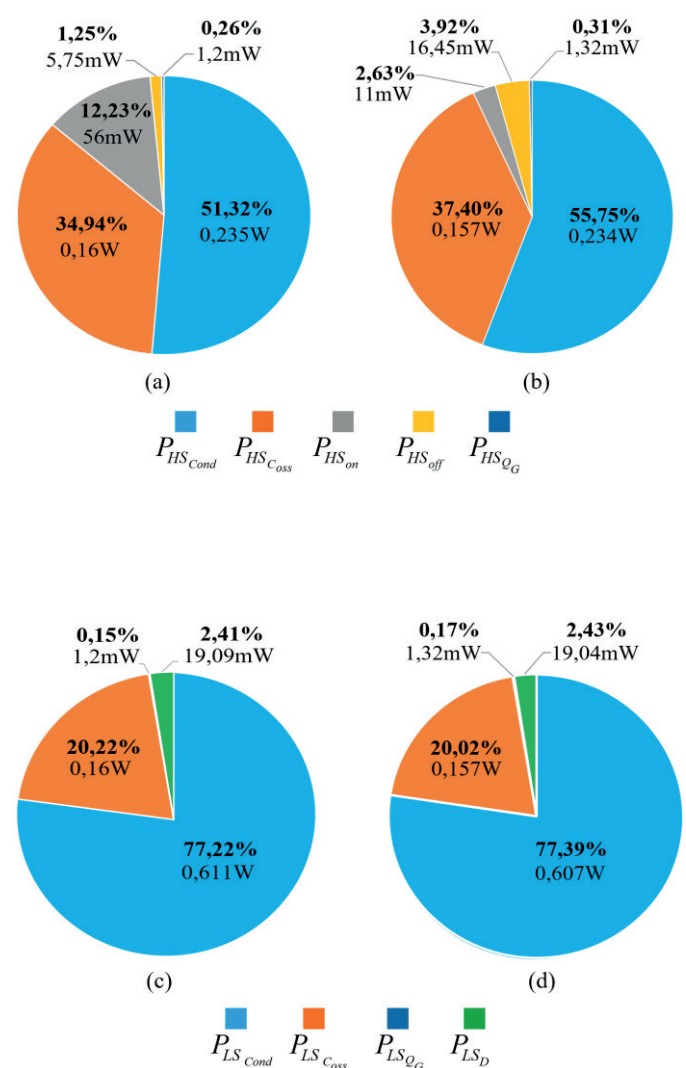
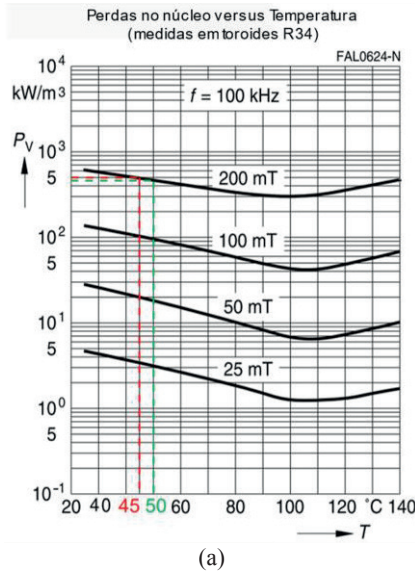


Fig. 10. Estimativas de distribuições de perdas nos transistores: (a) GaN HS da MasterGaN1; (b) GaN HS GS-065-011-1-L; (c) GaN LS da MasterGaN1; (d) GaN LS GS-065-011-1-L.



$$P_v(T_{Lop}) = 9 \cdot 10^{-5} \cdot T_{nop}^3 + 0,0575 \cdot T_{nop}^2 - 13,445 \cdot T_{nop} + 980,48 \quad (24)$$

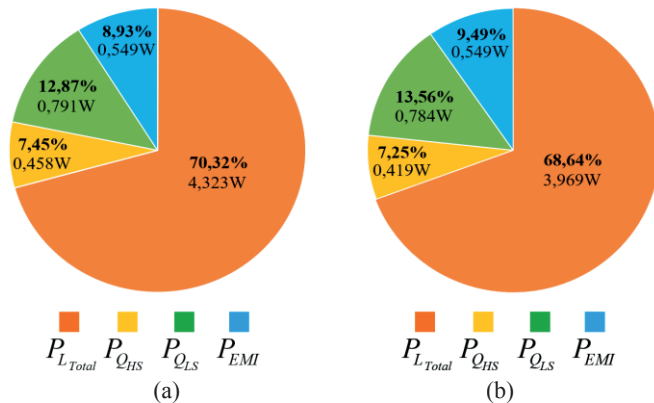


Fig. 12. Estimativas de distribuição de perdas entre os elementos dos conversores Buck Síncronos com transistores GaN. (a) estudo de caso 1; (b) estudo de caso 2.

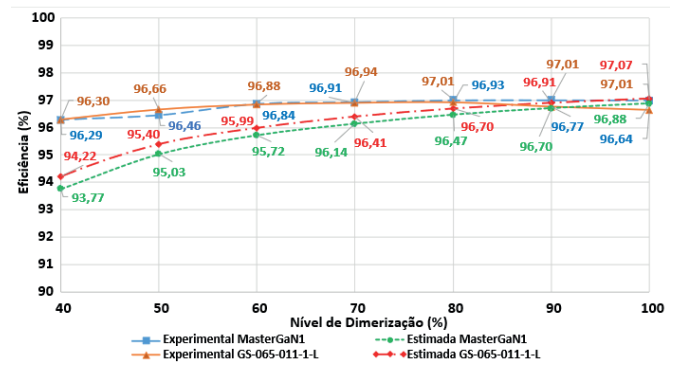


Fig. 13. Curvas experimentais e estimadas de eficiência sob dimerização do conversor Buck Síncrono, com as soluções monolítica e discreta, de 40 a 100% da potência nominal (180 W), frequência de comutação de 100 kHz e tensão média de entrada de 400 V.

V. CONCLUSÕES

O presente trabalho propôs uma metodologia para estimativa de perdas em conversores Buck Síncronos que empregam transistores GaN como interruptores. O principal diferencial dessa proposta é a consideração do efeito das temperaturas, medidas nos semicondutores e nos elementos magnéticos, com relação às perdas totais dos conversores. A metodologia foi validada por meio de dois estudos de caso implementados, os quais utilizam conversores Buck Síncronos no estágio CP de uma luminária LED de 180 W. O primeiro estudo de caso emprega uma solução monolítica e o segundo, uma solução discreta.

A aplicação dessa metodologia comprovou, em potência nominal e para ambos os estudos de caso implementados, uma diferença inferior a 0,15% entre as eficiências estimadas e experimentais, por meio do método proposto.

Ao analisar as perdas estimadas do conversor sob controle de intensidade luminosa, verificou-se o aumento do erro da metodologia de perdas proposta em relação aos valores experimentais, conforme a operação se afasta dos parâmetros nominais. Isso ocorre até o nível de potência de 40%, que é o limite da operação do conversor em MCC, nessas condições. O maior erro ocorre nesse ponto de operação, no qual as diferenças entre as eficiências estimadas e experimentais do primeiro e do segundo estudos de caso são de 2,5% e 2,1%, respectivamente.

As estimativas de distribuição de perdas nos transistores GaN indicaram a predominância das perdas por condução em relação às demais, tanto no transistor GaN HS quanto no transistor GaN LS, nos dois estudos de caso, no ponto de operação avaliado.

A estimativa de perdas indicou que cerca de 70% das perdas totais dos conversores se concentram no indutor do conversor Buck, principalmente nas perdas no núcleo deste elemento.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com o apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) – Brasil, Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil

(CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001, PRPGP/UFSM, INCT-GD, CAPES proc 23038.000776/2017-54, CNPQ proc 465640/2014-1 e FAPERGS proc 17/2551-0000517-1. Os autores também agradecem as empresas Eletro Zagonel, STMicroelectronics, Alphatec e GaN Systems, além do grupo de pesquisa GEDRE, Inteligência em Iluminação, pelo apoio fornecido ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] G. Zissis, P. Bertoldi, and T. Serrenho, “Update on the status of LED-lighting world market since 2018, JRC Technical Report nº JRC122760”, Luxemburg, LX, 2021, doi: 10.2760/759859.
- [2] IEA, “Lighting” Paris, FR, 2021.
- [3] R. R. Duarte, “Estudo Comparativo entre Semicondutores de Silício e Nitreto de Gálio em Circuitos de Acionamento de LEDs”, Universidade Federal de Santa Maria, 2017.
- [4] R. R. Duarte, G. G. Pereira, M. A. Dalla Costa, C. H. Barriquello, and J. Marcos Alonso, “Off-Grid Commercial LED driver Optimization using GaN Transistors,” in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 2018, pp. 1–7, doi: 10.1109/IAS.2018.8544686.
- [5] E. Barbarini, “SiC & GaN power devices review: technology, market and cost trends”, nº June 15th. Yole Group, Nantes, France, pp. 1–42, 2022.
- [6] S. Sandler, “Faster-Switching GaN: Presenting a number of interesting measurement challenges”, *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 2, nº 2, pp. 24–31, Jun. 2015, doi: 10.1109/MPEL.2015.2420232.
- [7] J. Oliveira and F. Loiselay, “Switching Loss Estimation Using a Validated Model of 650 V GaN HEMTs”, in *22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, 2020, pp.1-10.
- [8] K. Neeraja, Y. V. Bhavya, S. Mohan, and V. Chandrasekar, “Design, Simulation and Implementation Techniques of High Performance GaN SMPS”, in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2016*, 2017, vol. 2016-Janua, pp. 1–6, doi: 10.1109/PEDES.2016.7914396.
- [9] Y. Yu, W. Eberle, and F. Musavi, “A discontinuous boost power factor correction conduction loss model”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 251–256, doi: 10.1109/ECCE.2017.8095789.
- [10] V. Dimitrov, P. Goranov, and D. Hvarhilkov, “An analytical approach to model the switching losses of a power MOSFET”, in *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2016, pp. 928–933, doi: 10.1109/EPEPMC.2016.7752118.
- [11] M. Rodríguez, A. Rodríguez, P. F. Miaja, and J. Sebastián, “Analysis of the switching process of power MOSFETs using a new analytical losses model”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*, 2009, pp. 3790–3797, doi: 10.1109/ECCE.2009.5316282.
- [12] B. Agrawal, “Loss Minimization using Linear Soft-Switching with Wide Bandgap Devices in Efficient High-Frequency DC-DC Converters”, p. 81, 2017, [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/11375/22129>.
- [13] K. Wang, X. Yang, H. Li, H. Ma, X. Zeng, and W. Chen, “An Analytical Switching Process Model of Low-Voltage eGaN HEMTs for Loss Calculation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, nº 1, pp. 635–647, Jan. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2409977.
- [14] Y. Xin et al., “Analytical Switching Loss Model for GaN-Based Control Switch and Synchronous Rectifier in Low-Voltage Buck Converters”, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, nº 3, pp. 1485–1495, Sept. 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2922389.
- [15] W. Zhang et al., “Evaluation and comparison of silicon and gallium nitride power transistors in LLC resonant converter”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012*, 2012, pp. 1362–1366, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342657.
- [16] H. C. Sartori, J. E. Baggio, H. L. Hey, J. R. Pinheiro, and F. Beltrame, “Integrated methodology design to improve the efficiency and reduce volume of the CCM PFC boost converters with pre-sizing settings”, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2015, vol. 2015-Septe, pp. 1378–1385, doi: 10.1109/ISIE.2015.7281674.
- [17] M. Dong, H. Li, S. Yin, Y. Wu, and K. Y. See, “A Postprocessing-Technique-Based Switching Loss Estimation Method for GaN Devices”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, nº 7, pp. 8253–8266, Jul. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3043801.
- [18] M. C. G. Perez, M. Mahdavi, M. Amyotte, E. S. Glitz, and M. Ordonez, “Power Losses Estimation on a Semi-Bridgeless PFC Using Response Surface Methodology”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2018*, pp. 2873–2878, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557637.
- [19] E. S. Glitz and M. Ordonez, “MOSFET Power loss Estimation in LLC Resonant Converters: Time Interval Analysis”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, nº 12, pp. 11964–11980, Dec. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2909903.
- [20] Zagonel, “Catálogo de Luminária da Linha LUMOS EVO 180W”, Zagonel, Pinhalzinho, SC, Brasil, pp. 1–10, 2022.
- [21] I. B. Barboza, “Avaliação do Uso de Semicondutores de Nitreto de Gálio no Estágio de Controle de Potência de uma Luminária LED para Iluminação Pública”, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), 2022.
- [22] STMicroelectronics, “MASTERGAN1 - High power density 600V Half bridge driver with two 650V enhancement mode GaN HEMT”, *STMicroelectronics*, Genebra, Suíça, pp. 1–27, October, 2020.
- [23] GaNSystems, “GS-065-011-1-L - 650V E-mode GaN transistor”, *GaN Systems*, Kanata, ON, Canadá, pp. 1–16, 2021.
- [24] A. Lidow, M. de Rooij, J. Strydom, D. Reusch, and J. Glaser, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, 3rd ed., vol. 3. Chichester, West Sussex, UK: Wiley, 2020.

- [25] R. R. Duarte, “Projeto Otimizado para Minimização de Perdas em um Conversor Bidirecional aplicado a Sistemas Autônomos de Iluminação”, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), 2022.
- [26] T. H. de Oliveira, “Análise Comparativa entre o Conversor Buck e o Conversor Ressonante LLC em Drivers de LEDs visando Aspectos Industriais”, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), 2019.
- [27] C. P. Steinmetz, “On the Law of Hysteresis”, *American Institute of Electrical Engineers*, vol. 13. American Institute of Electrical Engineers, Schenectady, Nova York, EUA, pp. 655–657, 1892.
- [28] R. A. Mammamo, *Fundamentals of Power Supply Design*. 1. ed. [S.l.]: Texas Instruments, 2017, 352 p.
- [29] Keysight, “Keysight U1731C/U1732C/U1733C Handheld LCR Meter”, Guia de Usuário, Keysight, Penang, Malásia, pp. 1-91, 2017.
- [30] CREE, “Cree XLamp CMT2890 LED.” CREE, Durham, NC, EUA, pp. 1–19, 2020.
- [31] I. B. Barboza, G. K. Grassi, J. R. C. Amado, R. R. Duarte, and M. A. Dalla Costa, “Design and Implementation of a GaN-based Synchronous Buck Converter as the Power Control Stage of an LED Driver”, in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2021, vol. October, pp. 1–7, doi: 10.1109/IAS48185.2021.9677286.
- [32] ON Semiconductor, “NCP51820 - High Speed Half-Bridge Driver for GaN Power Switches”, *ON Semiconductor*, Phoenix, AZ, EUA, pp. 1–21, 2019.
- [33] TDK, “Ferrites and accessories - SIFERRIT material N97,” no. May. TDK, Tóquio, Japão, pp. 1–11, 2017.

DADOS BIOGRÁFICOS

Igor Bertoncello Barboza, nascido em Santa Maria – RS, em 1997. Recebeu os títulos de Bacharel e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) em 2020 e 2022, respectivamente. Desde meados de 2015, é membro do grupo de pesquisa GEDRE, Inteligência em Iluminação. Atualmente busca o título de Doutor em Engenharia Elétrica na mesma instituição.

Suas áreas de interesse incluem sistemas eletrônicos para iluminação, circuitos de acionamento de LEDs, conversores com transistores GaN e sistemas de energia solar fotovoltaica. É membro da IEEE e atualmente ocupa o cargo de Presidente do Ramo Estudantil IEEE da UFSM.

Giulia Kaufmann Grassi, nascida em Santa Maria - RS, em 2001. Em 2019 concluiu o curso Técnico em Eletrotécnica pelo Colégio Técnico Industrial de Santa Maria, da Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente busca o título de Bacharel em Engenharia Elétrica na mesma instituição. Desde 2019 faz parte do grupo de pesquisa GEDRE, Inteligência em Iluminação.

Suas áreas de interesse incluem sistemas eletrônicos para iluminação, drivers de LEDs e conversores com transistores GaN.

Renan Rodrigo Duarte, nascido em Santo Augusto – RS, em 1992. Recebeu os títulos de Bacharel, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 2015, 2017 e 2022, respectivamente. Atualmente é aluno de pós-doutorado na mesma instituição.

Suas áreas de interesse incluem: drivers de LEDs, conversores baseados em semicondutores GaN e sistemas autônomos de iluminação. Dr. Duarte é membro da SOBRAEP e do IEEE. Durante o período de 2016 a 2018, foi vice-presidente do Ramo Estudantil IEEE UFSM e do capítulo IAS na mesma instituição.

Maikel Fernando Menke, nascido em Três de Maio – RS, em 1989. Recebeu os títulos de Bacharel, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 2015, 2016 e 2021, respectivamente. De 2019 a 2022 foi Professor no Instituto Federal de Santa Catarina, Câmpus Florianópolis. Desde 2022 é Professor na Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, lotado no Colégio Técnico Industrial de Santa Maria – CTISM.

Suas áreas de interesse incluem sistemas eletrônicos para iluminação, drivers de LEDs, circuitos ressonantes auto-oscilantes, conversores ressonantes, análise, projeto, controle e modelagem dinâmica de conversores ressonantes. Dr. Menke é membro da SOBRAEP e do IEEE.

Marco Antônio 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.