

# SISTEMA DE ILUMINAÇÃO AUTÔNOMO DE ESTÁGIO ÚNICO BASEADO EM TRANSISTORES GaN

Renan R. Duarte<sup>1</sup>, Abner Campos<sup>1</sup>, Marco A. Dalla Costa<sup>1</sup>, Vitor C. Bender<sup>1</sup>, J. Marcos Alonso<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

<sup>2</sup>Universidad de Oviedo, Gijón, Espanha

e-mail: {renan.duarte, abner.campos, marcodc, bender}@gedre.ufsm.br, marcos@uniovi.es

**Resumo** – Eficiência é um fator chave para o desenvolvimento de sistemas de iluminação autônomos. Devido à separação temporal entre geração e consumo de energia em sistemas autônomos de iluminação pública, um conversor estático se faz necessário para a gestão energética das diferentes funções do sistema. Este artigo propõe uma solução de estágio único com transistores GaN. Obedecendo certos requisitos com relação aos níveis de tensão, esta topologia permite a conexão paralela entre painel fotovoltaico e carga LED, eliminando a necessidade de relés tipicamente utilizados em outras soluções e reduzindo custos e a complexidade do sistema. Um protótipo de 100 W foi desenvolvido e avaliado. No modo carregador de bateria, o circuito opera em 250 kHz e apresenta eficiências maiores que 92% em toda a faixa de potência com um valor máximo de 97,3%. No modo *driver* de LED, a frequência de operação escolhida foi de 345 kHz e uma eficiência máxima de 95,8% foi obtida.

**Palavras-chave** – Conversores CC-CC. Diodos Emissores de Luz. Nitreto de Gálio. Sistemas Autônomos.

## SINGLE-STAGE STANDALONE LIGHTING SYSTEM BASED ON GaN TRANSISTORS

**Abstract** – System efficiency is key to development of standalone lighting systems. Given the temporal separation between energy generation and consumption in standalone outdoor lighting systems, a switching converter is needed for the energy management of the different functions of the system. This paper proposes a single-stage solution based on GaN transistors. Matching certain requirements regarding voltage levels, this topology allows the parallel connection between PV source and LED load, eliminating the need for switching relays typically used in other solutions and reducing system cost and complexity. A 100 W prototype was built and tested. In battery charger mode, the system operates at 250 kHz and presented efficiency higher than 92% within the entire power range with 97.3% peak efficiency. In driver mode, the chosen switching frequency was 345 kHz and 95.8% peak efficiency was achieved.

**Keywords** – DC-DC power converters. Gallium Nitride. Light Emitting Diodes. Standalone Systems.

Artigo submetido em 01/04/2019. Primeira revisão em 03/06/2019. Aceito para publicação em 10/09/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.4.0029>

## I. INTRODUÇÃO

Uma das maiores preocupações das agências responsáveis pelo planejamento do tráfego e também da comunidade científica é encontrar soluções que reduzam o número de fatalidades e ferimentos causados por acidentes de trânsito [1], [2]. Muitos desses acidentes poderiam ser evitados com sistemas de iluminação adequados em ruas e estradas [1], [3], [4]. Entretanto, esta é uma tarefa complexa, especialmente em regiões remotas como estradas, montanhas, desertos e ilhas, onde redes de energia não estão disponíveis [5]. Ainda, os custos de operação e manutenção destes sistemas são elevados, especialmente à medida que se afastam dos centros urbanos [6].

Sistemas autônomos, comumente empregados em satélites, estações espaciais, aeronaves não tripuladas e aplicações domésticas, são uma solução para garantir iluminação em regiões remotas [7]. A fonte de potência dessas aplicações deve ser altamente confiável, ter bom custo-benefício e necessitar de pouca ou nenhuma manutenção. Fontes renováveis são consideradas a melhor opção neste contexto [8].

Dentre as muitas fontes de energia renovável, a solar é considerada a mais abundante e acessível na Terra [9]. Além disso, quando comparada com outras fontes, esta tecnologia necessita de menor área e pode ser implementada em diferentes faixas de potência com uma vida útil que excede 20 anos [10], [11].

Para aumentar tanto a qualidade da iluminação quanto a confiabilidade de sistema de iluminação pública, diodos emissores de luz (LEDs) ganharam espaço no mercado nos últimos anos como uma alternativa às tradicionais estruturas baseadas em lâmpadas de descarga (HID). LEDs apresentam muitas vantagens, como longa vida útil (maior que 100.000 horas em alguns casos), alta eficácia, robustez devido à ausência de elementos de vidro e filamentos, feixe luminoso direcional, *design* modular e composição menos danosa ao meio ambiente [12]–[14].

Desta forma, a energia solar fotovoltaica (PV) também é atrativa para estas aplicações quando os requisitos de operação dos LEDs são considerados. Ao contrário de lâmpadas HIDs, LEDs não necessitam de uma fonte de corrente alternada (CA) para funcionar. Devido à característica dos painéis fotovoltaicos de fornecer corrente contínua (CC), o sistema pode ser implementado de maneira mais simples, visto que um estágio inversor não se faz necessário. Todavia, para obter uma melhor performance do sistema, um conversor estático (*driver*) deve ser utilizado para adequar os níveis de tensão e corrente da fonte aos dos requeridos pela carga [15]. Este

conversor deve ter características semelhantes às do LED e da fonte fotovoltaica, como elevada eficiência, longa vida útil e alta densidade de potência [14]. Assim, conversores de alto desempenho são necessários.

À medida que semicondutores baseados em silício (Si) se aproximam mais e mais de seus limites teóricos de desempenho, o desenvolvimento de conversores mais eficientes e compactos se torna mais difícil [16]. O uso de semicondutores baseados em materiais ditos de *bandgap* largo (WBG), especialmente os transistores de nitreto de gálio de alta mobilidade de elétrons (GaN HEMTs), pode levar a ganhos significativos em termos de eficiência, confiabilidade, máximas tensões e frequências de operação nestes conversores chaveados [17], [18]. Dispositivos GaN também tornam possível a miniaturização dos sistemas eletrônicos, visto que apresentam maiores densidades de potência que seus pares de silício [19]. Esta miniaturização pode, inclusive, acarretar na redução de custos do produto [20]. Quando avaliado juntamente com custos associados a sistemas de dissipação de calor, por exemplo, o investimento inicial na tecnologia GaN mostra-se vantajoso.

## II. SISTEMAS AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO

A configuração básica de um sistema autônomo de iluminação suprido por energia solar é apresentada na Figura 1. Devido à natureza intermitente da fonte de energia, sistemas baseados em painéis fotovoltaicos precisam ser combinados com algum elemento de armazenamento de energia (usualmente uma bateria) de forma a garantir uma potência de saída constante [21]. As baterias são carregadas durante o dia e a energia armazenada é entregue à lâmpada quando necessário [6], [22].

A conexão entre fonte, baterias e carga pode ser feita de diferentes formas. Uma das topologias mais populares, tipicamente usada em soluções comerciais genéricas, utiliza dois estágios de potência independentes. Um para carregar a bateria e outro para regular a potência da lâmpada [5], [23]. Essa estrutura em cascata garante a habilidade de carregar a bateria e suprir a carga de forma simultânea. Entretanto, apresenta um custo elevado e utiliza um grande número de componentes, o que pode reduzir a confiabilidade do sistema.

Muitos trabalhos anteriores utilizam soluções de estágio único baseadas em conversores de três portas [7], [21]. Apesar de cumprir os requisitos de um sistema de iluminação autônomo, este tipo de conversor ainda apresenta um elevado número de componentes, reduzindo assim a densidade de potência e aumentando as perdas.

Entretanto, em sistemas de iluminação pública, quando há luz solar suficiente para carregar as baterias, iluminação artificial não é necessária. Assim, há um fluxo sequencial de potência entre fonte e bateria e entre bateria e lâmpada

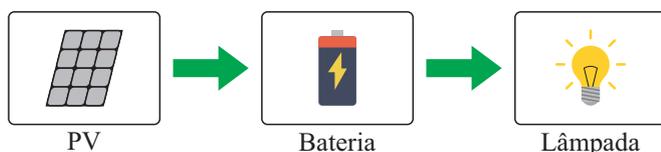


Fig. 1. Diagrama de blocos básico de um sistema autônomo de iluminação pública.

[11]. Quando o carregador está ativo, transferindo energia do painel para a bateria, o *driver* está inativo e vice-versa. Assim, as duas funcionalidades são independentes e uma solução de estágio único pode ser otimizada, reduzindo custos e miniaturizando o sistema.

Neste trabalho, esta separação temporal é utilizada de forma a garantir um sistema simples de estágio único. Um conversor bidirecional é utilizado para conectar a bateria com o painel fotovoltaico e a carga LED de forma alternada. O conversor funciona como um carregador de baterias com rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) durante o dia e *driver* de LED durante a noite. Esse arranjo reduz o número de componentes, tornando o sistema mais confiável, de fácil implementação e com custos reduzidos.

## III. SISTEMA PROPOSTO

A Figura 2 apresenta o diagrama de blocos do sistema proposto. Um conversor bidirecional realiza tanto a recarga da bateria quanto a regulação da corrente dos LEDs, dependendo do período do dia.

O esquemático do circuito é apresentado na Figura 3. Um conversor buck/boost síncrono é utilizado por sua simplicidade e alta eficiência, quando comparado com outras topologias bidirecionais. Essa configuração exige que as tensões de operação do painel e do LED sejam maiores que a da bateria, devido à natureza do conversor. Isto não constitui um grande inconveniente visto que o projetista pode escolher livremente a configuração da bateria através da associação série e/ou paralela das mesmas e da existência de um diverso número de modelos de baterias no mercado.

De acordo com o modelo elétrico linear do LED, composto de uma fonte de tensão limiar independente ( $V_\phi$ ) e uma resistência ( $R_\phi$ ), nenhuma corrente significativa circula pelo LED se a tensão aplicada à seus terminais for menor que a tensão limiar. Se esta tensão for maior que a tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico escolhido ( $V_{oc}$ ), ambos os elementos podem ser conectados em paralelo utilizando apenas o diodo de proteção do painel ( $D$  na Figura 3) como elemento seletor, eliminando a necessidade do uso de um relé ou interruptor ativo para direcionar o fluxo de potência do conversor. Da mesma forma que sistemas fotovoltaicos convencionais, se múltiplos painéis são conectados em paralelo, o uso de um diodo em série com cada painel é necessário para evitar a polarização reversa dos módulos.

A separação entre  $V_\phi$  e  $V_{oc}$  deve ser escolhida de forma a evitar a polarização parcial do LED nos períodos onde há

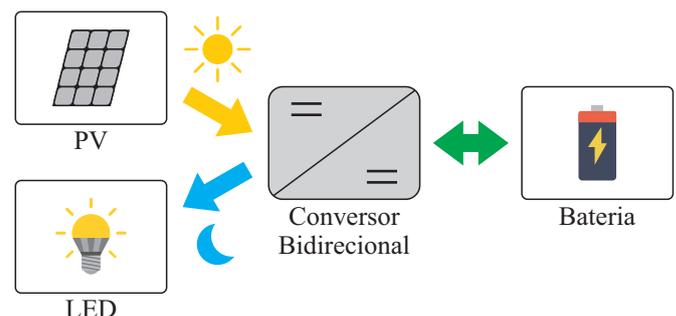


Fig. 2. Diagrama de blocos do sistema proposto.

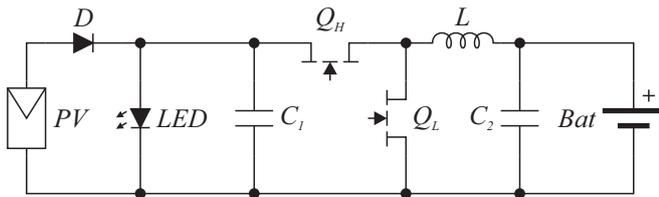


Fig. 3. Esquemático do circuito proposto.

incidência de luz solar e o conversor se encontra inativo.

A Figura 4 apresenta as curvas experimentais de Tensão vs. Corrente do painel e LEDs utilizados neste trabalho (mais detalhes serão apresentados na próxima seção). Como pode ser observado, apesar da pequena separação entre as tensões, o LED não é polarizado em nenhuma condição de irradiância, mesmo quando o conversor se encontra inativo e o painel tem em seus terminais a sua máxima tensão. Além disso, devido a característica exponencial de tensão tanto do painel quanto do LED, à medida que o conversor passa a transferir potência para a bateria, a tensão de operação do painel diminui, aumentando a separação entre as tensões.

Variações na tensão limiar do LED podem ocorrer ao longo da vida útil do sistema devido à falha de alguns LEDs do arranjo (no caso de luminárias compostas por arranjos de múltiplos LEDs em série/paralelo) e/ou variações de temperatura. Com isso, pode ocorrer a polarização parcial do LED durante os períodos de inatividade. Para mitigar estes efeitos, pode-se aumentar a separação entre as tensões do sistema na concepção do projeto ou monitorar a tensão de operação do LED durante a noite e comparar com o valor inicial, reportando ao operador a necessidade de substituição do LED quando certo valor limite é atingido.

Em teoria, qualquer tipo de bateria recarregável pode ser utilizado nesta topologia. O tipo de química escolhida depende de muitas variáveis, como custo, vida útil e peso. Baterias de chumbo-ácido são a tecnologia mais antiga e difundida [24]. São relativamente seguras e de fácil operação, porém, apresentam menor densidade de energia em comparação com outras tecnologias. Baterias de lítio, por sua vez, são consideradas a tecnologia para uso quando se trata de aumentar a densidade de energia. Seu processo de recarga, no entanto, deve ser bem regulado, exigindo um sistema de controle mais sofisticado.

Conversores comutados em alta frequência também demandam circuitos de controle e acionamento mais elaborados, visto que circuitos integrados dedicados e microcontroladores de baixo custo não são, na maioria dos

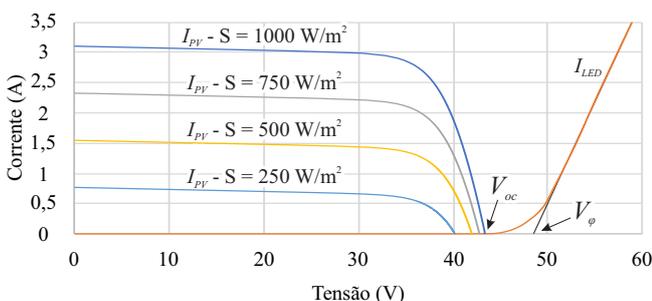


Fig. 4. Curvas Tensão vs. Corrente do painel e LED utilizados no trabalho.

casos, capazes de operar nestas frequências ou apresentam resolução insuficiente para o controle [19], [25]. Nestes casos, microcontroladores de maior desempenho ou FPGAs são tipicamente empregados. Assim, a utilização de baterias de lítio em conjunto com conversores chaveados baseados em GaN pode ser obtida sem maiores complicações, dado o poder de processamento destes controladores.

O funcionamento detalhado do sistema é apresentado nas próximas subseções.

#### A. Dia - Modo carregador de bateria

Durante o dia, quando há luz solar e portanto iluminação artificial não é necessária, o conversor é conectado ao painel fotovoltaico através do diodo  $D$  para carregar a bateria. Como a tensão limiar do LED é considerada maior do que a tensão do painel, nenhuma corrente flui através do LED. O circuito equivalente neste modo é apresentado na Figura 5. Nesta configuração o circuito opera como um conversor buck síncrono em modo de condução contínua, sendo  $Q_H$  o interruptor principal e  $Q_L$  o de roda livre.

Como a energia gerada depende da irradiância solar que por sua vez depende da localização do sistema e das condições climáticas [21], um algoritmo MPPT deve ser usado para ajustar o ponto de operação do sistema de acordo com as mudanças no ambiente, de forma a maximizar a energia transferida para a bateria [9]. Diferentes algoritmos MPPT podem ser utilizados nesta topologia, uma vez que a eficiência do sistema não depende do rastreador escolhido [26].

As formas de onda teóricas de tensão e corrente na bateria durante o processo de carga são mostradas na Figura 6. Durante as duas primeiras etapas, denominadas *precharge* (PC) e *fastcharge* (FC), o conversor opera como uma fonte de corrente, limitando a potência entregue a bateria. Como a fonte solar não é constante, a potência disponível é determinada pelo algoritmo MPPT. Dois cenários distintos podem ocorrer durante a carga da bateria dependendo da potência disponível ( $P_{PV}$ ) e da potência requerida pela bateria ( $P_{charge}$ ):

- $P_{PV} \geq P_{charge}$ : Nesse caso, a bateria será carregada com uma corrente constante. Esta corrente pode ser  $I_{PC}$  se a tensão da bateria está fora da faixa considerada normal e uma pré-carga é necessária ( $V_{bat}$  menor que  $V_{PC}$ ), ou  $I_{FC}$  (corrente máxima de carga da bateria) se a tensão se encontra dentro da faixa normal. O rastreamento do MPP é interrompido durante este estágio, uma vez que a potência fornecida pelo painel é mais que suficiente para carregar a bateria em seus valores nominais.
- $P_{PV} < P_{charge}$ : Se a potência disponível é menor do que o

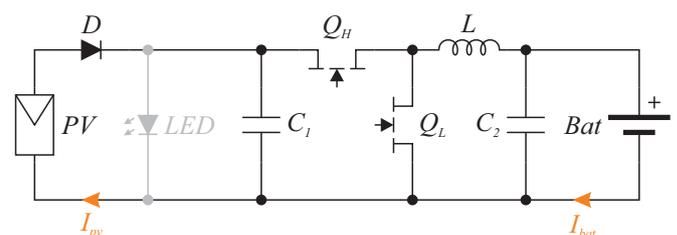


Fig. 5. Esquemático do circuito proposto em modo carregador de bateria (buck).

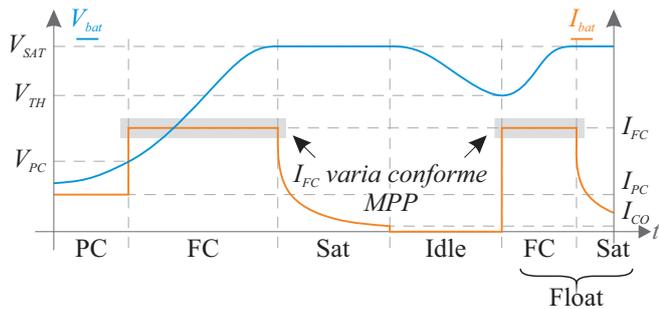


Fig. 6. Formas de onda de tensão e corrente na bateria durante o processo de carga.

valor necessário para carregar a bateria em seus valores nominais, a corrente de carga é controlada de forma a manter o painel operando no ponto de máxima potência.

Uma vez que a tensão da bateria atinja seu valor nominal ( $V_{SAT}$ ), o estágio denominado *saturation* (Sat) é iniciado. Durante esta etapa, o algoritmo de MPPT é desligado e a tensão da bateria é mantida constante pelo sistema de controle, enquanto a corrente de carga é monitorada. Se a potência requerida pela bateria não puder ser fornecida pelo painel (baixa irradiância), o processo de carga é interrompido até que as condições ambientais mudem. Quando a corrente requerida pela bateria atinge o valor de corte ( $I_{CO}$ ), a bateria é considerada carregada e o processo de carga é completo.

Após isso, o sistema entra no modo de espera, denominado *idle*, onde o conversor é desligado. A etapa chamada *float* ocorre após a tensão da bateria atingir o valor limiar da etapa ( $V_{TH}$ ) devido à auto-descarga de suas células e/ou o consumo de potência por outros circuitos auxiliares do sistema, como módulos de monitoramento e comunicação. Nessa etapa, os estágios FC e Sat são repetidos até que a bateria esteja completamente carregada novamente.

### B. Noite - Modo driver de LED

À noite o circuito opera como um conversor boost síncrono. A diferença de tensão entre a saída do painel e do conversor mantém o diodo  $D$  bloqueado, conforme o circuito equivalente apresentado na Figura 7. Nessa configuração,  $Q_L$  opera como interruptor principal e  $Q_H$  fornece o caminho para a corrente na etapa complementar. Nesse modo, o conversor opera como uma fonte de potência constante, regulando a corrente do LED de acordo com sua tensão e modo de dimerização.

A descarga da bateria ocorre neste modo de operação. Para maximizar sua vida útil, a tensão é constantemente monitorada e o circuito desligado quando esta se reduz ao valor no qual a bateria é considerada descarregada.

A dimerização da potência fornecida ao LED possibilita o aumento da autonomia do sistema visto que menos energia é consumida quando menos iluminação é necessária.

## IV. PROJETO DO SISTEMA

A fim de comprovar a viabilidade da topologia proposta, um protótipo em escala reduzida foi desenvolvido. Para o projeto dos componentes do conversor, primeiro definiram-se seus níveis de tensão e potência em ambos os modos operação. Optou-se por uma bateria de chumbo-ácido com

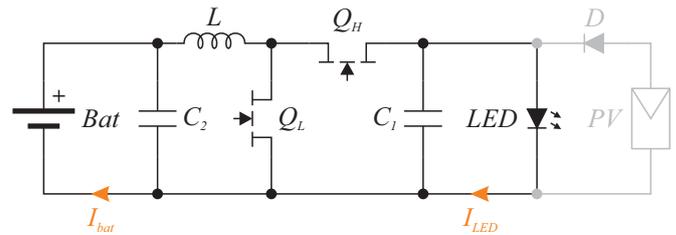


Fig. 7. Esquemático do circuito proposto em modo driver de LED (boost).

tensão nominal de 12 V e capacidade de 30 Ah (considerando um regime de descarga de 10 h) devido a seu baixo custo e facilidade de obtenção no mercado brasileiro. Neste protótipo, a bateria é o fator limitante em termos de potência de operação. Apesar do restante dos componentes do conversor ser capaz de operar em potências maiores, o fabricante da bateria recomenda uma potência de carga máxima de 100 W. Para emular o painel fotovoltaico, uma fonte simuladora de arranjos solares foi utilizada (Keysight E4360A). Os valores de tensão e corrente fornecidos pela fonte foram configurados de forma a corresponder com o painel fotovoltaico considerado no projeto.

Como os mesmos componentes são utilizados efetivamente em duas configurações distintas, um projeto otimizado deve ser realizado de forma a garantir uma operação satisfatória em ambos os casos. Uma maneira de se obter um grau de liberdade adicional, é a utilização de frequências de comutação diferentes em cada um dos modos de operação.

No modo *driver*, o circuito opera com frequência de comutação mais alta de forma a reduzir o valor do capacitor de filtro. Esse capacitor ( $C_1$  na Figura 3) é conectado efetivamente em paralelo com o painel solar, alterando seu comportamento dinâmico quando o conversor opera em modo carregador de bateria.

A Tabela I resume as principais especificações do protótipo. O dimensionamento dos componentes do conversor bidirecional foi realizado conforme [27], determinando os valores necessários para cada um dos modos de operação e utilizando o mais alto. A Tabela II lista os principais componentes do conversor.

A Figura 8 apresenta uma fotografia do protótipo desenvolvido. Buscou-se reduzir o volume do conversor e minimizar os efeitos de elementos parasitas através da minimização dos laços de corrente e cancelamento dos fluxos de caminhos de corrente opostos, conforme recomendado pelo

**TABELA I**  
**Especificações do Protótipo Desenvolvido**

Parâmetro	Carregador	Driver
Tensão de entrada (V)	20-45	10-15
Tensão de saída (V)	10-15	48-52
Potência máxima de entrada (W)	100	100
Frequência de comutação (kHz)	250	345
Tempo morto (ns)	20	20
Ripple de corrente no indutor (%)	40	40
Ripple de tensão na saída (%)	2	0,5

**TABELA II**  
**Componentes do Conversor**

Componente	Símbolo	Valor
Indutor	$L$	Coilcraft XAL1510 15 $\mu$ H
Capacitores	$C_1, C_2$	4x C4532X7S2A335K200KB 2x CGA2B2X5R1C104K050BA 13,4 $\mu$ F
Interruptores	$Q_H, Q_L$	EPC2001C
LED	$LED$	G9-654H2818-P0F2MA $V_\phi = 48,2$ V - $R_\phi = 3,04$ $\Omega$
Diodo	$D$	NTST30100CT
Bateria	$Bat$	Heliar UPMF500
Fonte fotovoltaica	$PV$	2x RNG-50D-SS (Série) $V_{mpp} = 36,6$ V - $I_{mpp} = 2,9$ A

fabricante dos interruptores [28]. A placa de circuito impresso tem 2 camadas de cobre com 2 onças de espessura.

Um circuito integrado dedicado (LM5113) foi utilizado como *gate driver* dos interruptores. Este dispositivo é otimizado para semicondutores GaN na configuração *half-bridge*, sendo capaz de operar em frequências de comutação elevadas. Um microcontrolador Renesas RL78/11A é responsável por todos os sistemas de controle e gerenciamento

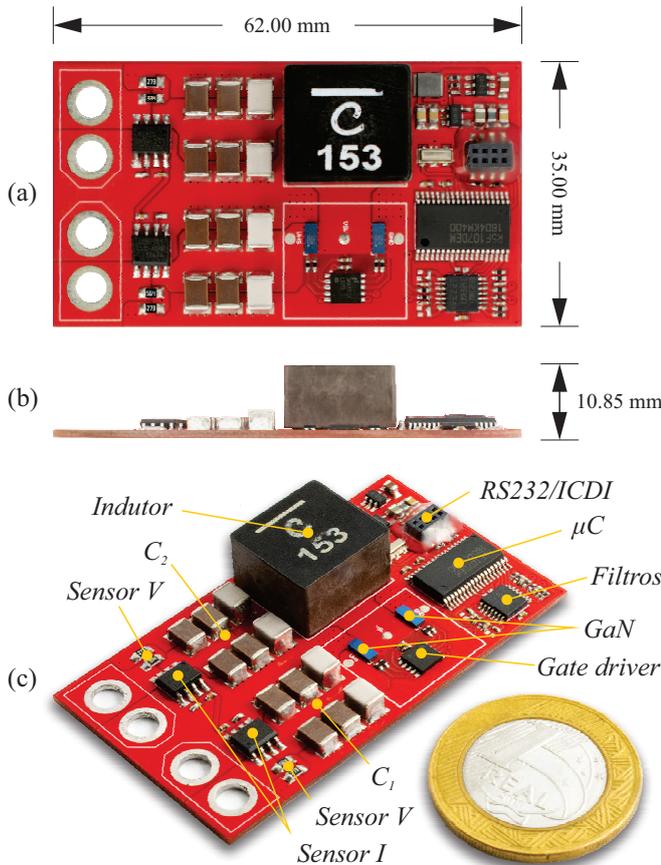


Fig. 8. Placa de circuito impresso do conversor proposto: Vistas superior (a) e lateral (b) em escala 1:1 e localização dos componentes (c). O diodo  $D$  localiza-se na caixa de conexão do painel.

do protótipo. Em operação, o sistema reporta seu estado e recebe comandos de um sistema de comando remoto utilizando uma interface serial (RS232).

No modo carregador de bateria, duas estruturas de controle distintas são utilizadas dependendo da etapa de carga. Nas etapas *precharge* e *fastcharge*, um controlador de corrente é utilizado para regular a corrente de carga da bateria, rastreamento a referência adequada para cada etapa. Na primeira, esta referência tem valor constante  $I_{PC}$  enquanto na segunda, seu valor  $I_{FC}$  é determinado pelo algoritmo MPPT de forma a maximizar a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 9a. Nestas etapas, a tensão da bateria é monitorada a cada 1 ms para determinar o estado de carga.

Utilizou-se um algoritmo MPPT de tensão constante que monitora a tensão de operação do painel a cada 100 ms e gera uma corrente de carga de referência a fim de manter esta tensão regulada em  $V_{mpp}$  [29].

Já na etapa *saturation*, um controlador de tensão é utilizado para manter a tensão da bateria constante em  $V_{SAT}$ , conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 9b. Neste caso, a corrente da bateria é monitorada a cada 1 ms para determinar o fim do processo de recarga.

Ambos os controladores têm ação proporcional-integral (PI) com frequência de corte de 7 kHz e 30 de margem de fase. A frequência de amostragem e cálculo da ação de controle é de 100 kHz (máxima frequência possível, limitada pelo tempo de processamento do microcontrolador). Os detalhes da implementação dos controladores são apresentados no Apêndice deste documento.

No modo *driver*, um controlador de corrente é utilizado para regular a corrente direta do LED de acordo com o nível de dimerização desejado. Neste modo, variações na impedância do LED devido ao envelhecimento e/ou variações de temperatura poderiam causar flutuações na sua potência. Para mitigar o problema, a tensão de operação do LED é monitorada em intervalos de 1 ms e utilizada para alterar a referência de corrente do controlador de forma a manter uma potência de saída constante, conforme apresentado na Figura 10.

Novamente, um controlador PI com frequência de amostragem de 100 kHz foi utilizado. Neste modo, o

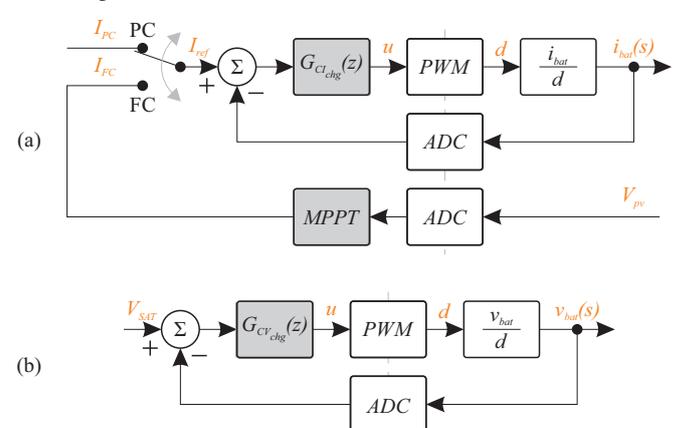


Fig. 9. Diagrama de blocos do sistema de controle no modo carregador de bateria. Etapas de corrente constante (a) e tensão constante (b).

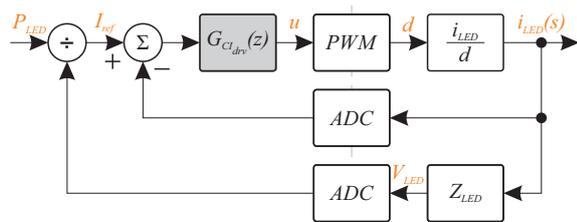


Fig. 10. Diagrama de blocos do sistema de controle no modo *driver* de LED.

controlador apresenta frequência de corte de 1,25 kHz e 60 de margem de fase.

Além dos laços de controle principais descritos, todas as tensões e correntes amostradas no circuito são comparadas com valores máximos e mínimos predeterminados de forma a detectar falhas como sobretensões, sobrecorrentes e desconexões de carga.

## V. RESULTADOS

### A. Modo carregador de bateria

A Figura 11 apresenta as formas de onda do circuito nos estágios *precharge* e *fastcharge* com uma irradiância de 500 W/m<sup>2</sup>. Durante a primeira etapa, a corrente de carga é regulada em 0,25 A e, após a tensão da bateria atingir o limiar da etapa *fastcharge*, o algoritmo MPPT é habilitado, fazendo com que a corrente de carga aumente até ser atingido o ponto de máxima potência. Neste caso, a máxima potência disponível é de cerca de 50 W.

Degraus de irradiância de 500 W/m<sup>2</sup> para 700 W/m<sup>2</sup> e então para 1000 W/m<sup>2</sup> (considerado o valor nominal) são apresentados na Figura 12. Como pode ser observado, após o primeiro degrau, o algoritmo MPPT detecta a variação na tensão do painel e aumenta a corrente de carga de forma a maximizar a energia gerada. Entretanto, após o segundo degrau, a potência disponível é maior do que a necessária para a carga da bateria. Neste instante, o circuito de controle limita a corrente da bateria em seu valor máximo (7 A) e o algoritmo MPPT é desligado, resultando em um aumento na tensão do painel.

A transição entre as etapas *fastcharge* e *saturation* é apresentada na Figura 13. Pode-se notar que após a tensão  $V_{bat}$  atingir o valor nominal, o sistema de controle passa a atuar em modo fonte de tensão, desligando o MPPT (a tensão do painel  $V_{pv}$  não é mais regulada). Com isso, a potência transferida para a bateria é determinada pela sua impedância, reduzindo de forma exponencial à medida que o processo de carga avança.

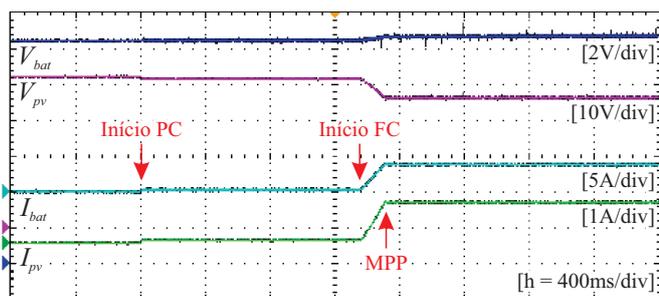


Fig. 11. Formas de onda durante os estágios PC e FC com irradiância de 500 W/m<sup>2</sup>.

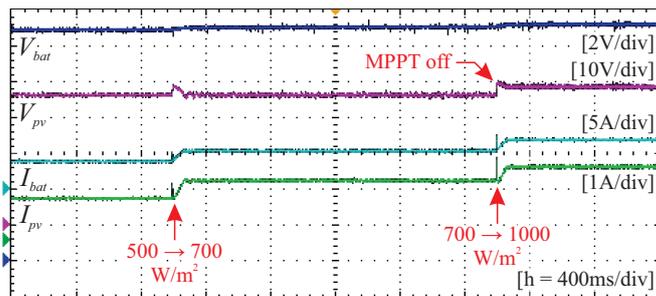


Fig. 12. Degraus de irradiância de 500 W/m<sup>2</sup> para 700 W/m<sup>2</sup> e de 700 W/m<sup>2</sup> a 1000 W/m<sup>2</sup> durante a etapa *fastcharge*.

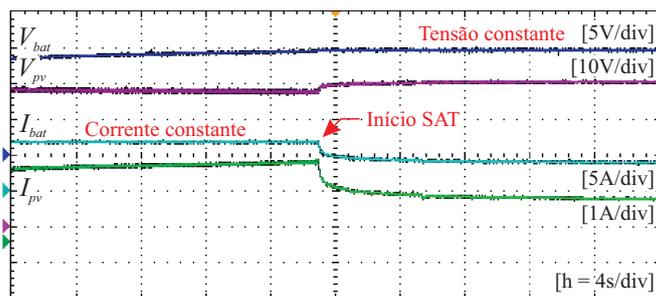


Fig. 13. Transição entre os estágios FC e SAT. Antes do início do estágio SAT o conversor opera com MPP = 100W.

### B. Modo driver de LED

A Figura 14 apresenta as principais formas de onda do circuito operando como *driver* de LED. A medição da corrente da bateria é realizada conforme indicado na Figura 7 e é negativa para representar o processo de descarga. Como pode ser observado, o sistema de controle mantém a corrente do LED constante rastreado a referência determinada pelo nível de dimerização desejado.

### C. Análise de Rendimento

A curva de eficiência do sistema medida no modo carregador de bateria é apresentada na Figura 15. Neste modo, o circuito alcança uma eficiência máxima de 97,3% e mantém eficiências maiores que 92% em todos os pontos de operação com uma característica praticamente constante para potências maiores que 40% do valor nominal.

A curva de eficiência do conversor operando em modo *driver* é apresentada na Figura 16. Neste modo, o sistema apresenta uma eficiência menor, com valor máximo de 95,8% a 75% da potência nominal.

Nas Figuras 17 e 18 são apresentadas as distribuições de perdas calculadas para o circuito em potência nominal nos

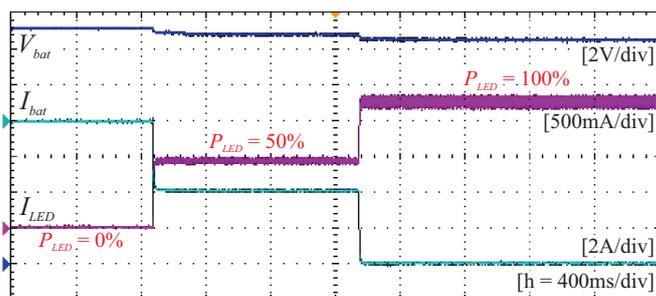


Fig. 14. Formas de onda no modo driver de LED para degraus de potência de 0% a 50% e então 100%

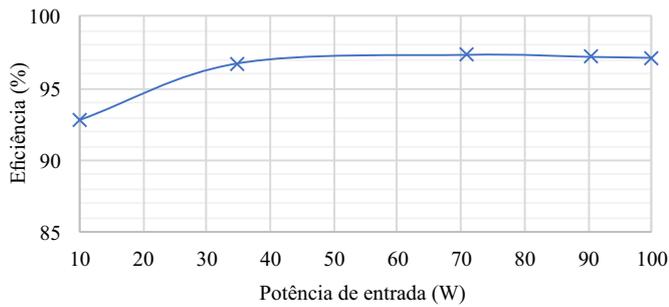


Fig. 15. Curva de eficiência medida para o conversor operando em modo carregador de bateria.

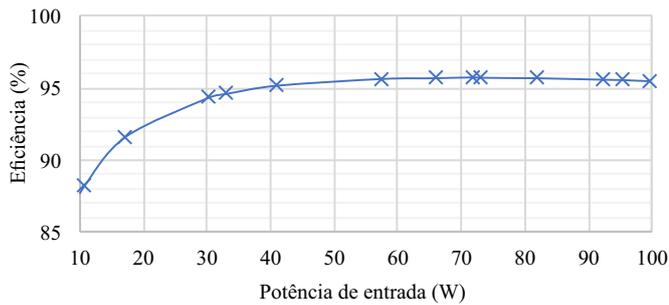


Fig. 16. Curva de eficiência medida para o conversor operando em modo *driver* de LED.

modos carregador de bateria e *driver* de LED, respectivamente [21],[30]. No modo *driver*, ambos os interruptores apresentam maiores perdas quando comparadas com o modo carregador. Isso se deve especialmente aos maiores níveis de tensão processados por estes dispositivos neste modo (a tensão de operação do LED é maior do que a tensão de operação do painel).

Entretanto, em ambos os modos de operação, o indutor é responsável pela maior parte das perdas do circuito. Isso demonstra que a medida que as tecnologias semicondutoras evoluem e se tornam mais e mais eficientes, especialmente em frequências de comutação mais altas, os componentes passivos se tornam o fator limitante na evolução da eletrônica de potência.

## VI. CONCLUSÕES

Neste artigo, um sistema de iluminação autônomo de estágio único baseado em semicondutores de nitreto de gálio é apresentado. O uso de uma topologia de estágio único garante a utilização mais efetiva dos semicondutores, que, neste caso, operam ininterruptamente. Isso é de extrema importância para conversores GaN, tendo em vista que este tipo de semicondutor ainda tem um custo mais elevado que seus pares de silício.

Na topologia proposta, a separação temporal entre as etapas de carga e descarga da bateria, combinada com a diferença de tensão entre a fonte solar e a carga LED permite o uso de um conversor simples e de bom desempenho. Além disso, fazendo uso do diodo tipicamente encontrado em sistemas solares com múltiplos painéis, torna-se possível conectar fonte e carga em paralelo, eliminando a necessidade de relés. Esse arranjo torna o circuito ainda mais simples, confiável e aumenta seu custo-benefício, haja vista que nenhum circuito adicional de controle

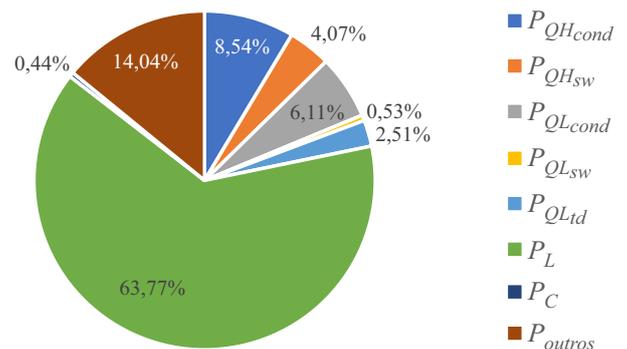


Fig. 17. Distribuição de perdas estimada do conversor em modo carregador de bateria.  $P_{QHcond}$  e  $P_{QHsw}$  são as perdas no interruptor principal  $Q_H$  em condução e comutação, respectivamente.  $P_{QLcond}$ ,  $P_{QLsw}$  e  $P_{QLtd}$  são as perdas no interruptor de roda-livre  $Q_L$  em condução, comutação e tempo morto, respectivamente.  $P_L$  são as perdas totais no indutor,  $P_C$  são as perdas totais nos capacitores do circuito e  $P_{outros}$  são as demais perdas estimadas no circuito.

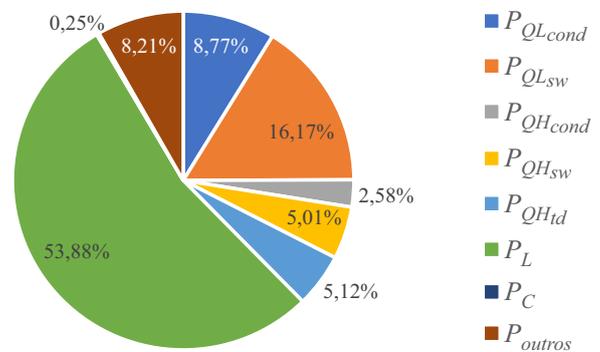


Fig. 18. Distribuição de perdas estimada do conversor em modo *driver* de LED.  $P_{QLcond}$  e  $P_{QLsw}$  são as perdas no interruptor principal  $Q_L$  em condução e comutação, respectivamente.  $P_{QHcond}$ ,  $P_{QHsw}$  e  $P_{QHtd}$  são as perdas no interruptor de roda-livre  $Q_H$  em condução, comutação e tempo morto, respectivamente.  $P_L$  são as perdas totais no indutor,  $P_C$  são as perdas totais nos capacitores do circuito e  $P_{outros}$  são as demais perdas estimadas no circuito.

é necessário.

Os resultados experimentais obtidos pelo protótipo demonstram a viabilidade do esquema proposto. Em ambos os modos de operação, o circuito opera com alto rendimento, atingindo um valor máximo de 97,3% em modo carregador e 95,8% em modo *driver*.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Eletro Zagonel Ltda e EPCOS Brasil pelo suporte no desenvolvimento deste trabalho. Este estudo foi financiado 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 pelo governo espanhol via proc ENE2013-41491-R.

## APÊNDICE

Para um melhor entendimento do sistema de controle, seu funcionamento é detalhado nesta seção.

As equações (1) e (2) descrevem os controladores de corrente e tensão utilizados no modo carregador de baterias, respectivamente. O controlador de corrente utilizado no modo *driver* é apresentado em (3).

$$G_{CI_{chg}}(z) = \frac{(0.01383z - 0.01164)}{(z - 1)}. \quad (1)$$

$$G_{CV_{chg}}(z) = \frac{(0.2871z - 0.2416)}{(z - 1)}. \quad (2)$$

$$G_{CI_{drv}}(z) = \frac{(0.008031z - 0.007326)}{(z - 1)}. \quad (3)$$

A implementação do sistema de controle no microcontrolador foi realizada utilizando uma combinação de máquinas de estado e interrupções. Em cada um dos modos de operação, o microcontrolador opera em estados pré-definidos de acordo com os valores das tensões e correntes do circuito. Condições de falha geram interrupções que interrompem o funcionamento do sistema. A Figura 19 apresenta graficamente os estados do sistema em cada modo de operação e as condições de transição.

No modo carregador, cada estado representa uma das etapas de carregamento descritas anteriormente. A transição entre cada um dos estados se dá de acordo com as condições da bateria e do ambiente.

Já no modo *driver*, o sistema opera fornecendo potência ao LED se a tensão da bateria encontra-se dentro dos parâmetros nominais. Caso a tensão na qual a bateria é considerada descarregada seja atingida, o sistema retorna ao estado de repouso.

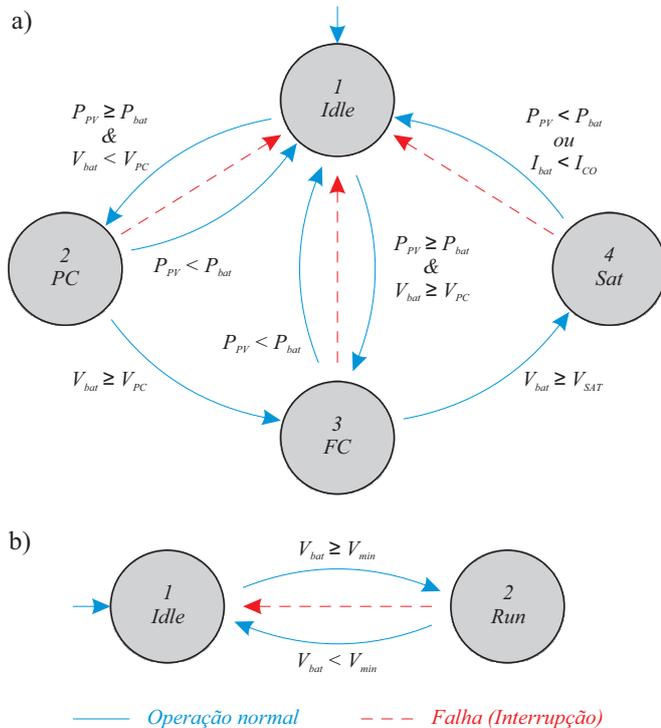


Fig. 19. Máquinas de estados do sistema de controle em modo carregador (a) e *driver* (b). Linhas contínuas representam condições normais de operação. Linhas tracejadas representam condições de falha do sistema.

## REFERÊNCIAS

- [1] P. O. Wanvik, *Road Lighting and Traffic Safety*, Tese de doutorado, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, 2009.
- [2] D. M. Chagas, *Estudo sobre fatores contribuintes de acidentes de trânsito urbano*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.
- [3] R. Gallen, A. Cord, N. Hautière, É. Dumont, D. Aubert, "Nighttime visibility analysis and estimation method in the presence of dense fog", *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 16, no. 1, pp. 310–320, fevereiro 2015.
- [4] World Health Organization, "Global status report on road safety 2018", Online, 2018, URL: [www.who.int](http://www.who.int).
- [5] L. Schuch, M. A. Dalla Costa, C. Rech, L. Michels, G. H. Costa, A. S. Dos Santos, "Sistema Autônomo de Iluminação Pública de Alta Eficiência Baseado em Energia Solar e LEDs", *Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 1, pp. 17–27, dezembro, fevereiro 2010.
- [6] J. A. B. Vieira, A. M. Mota, "Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control", in *IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*, pp. 185–190, IEEE, Yokohama, 2010.
- [7] Y. Hu, W. Xiao, W. Cao, B. Ji, D. J. Morrow, "Three-Port DC-DC Converter for Stand-Alone Photovoltaic Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, pp. 3068–3076, junho 2015.
- [8] M. Becherif, M. Y. Ayad, A. Henni, M. Wack, A. Aboubou, "Hybridization of fuel cell, solar panel and batteries on the DC link for street lighting application", in *Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 2795–2802, IEEE, Glendale, novembro 2010.
- [9] Y. Zhang, D. Ma, "A single-stage solar-powered LED display driver using power channel time multiplexing technique", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3772–3780, julho 2015.
- [10] N. Saxena, B. Singh, A. L. Vyas, "Integration of solar photovoltaic with battery to single-phase grid", *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 11, no. 8, pp. 2003–2012, junho 2017.
- [11] N. Femia, M. Fortunato, M. Vitelli, "Light-to-light: PV-fed LED lighting systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp. 4063–4073, agosto 2013.
- [12] P. S. Almeida, D. Camponogara, M. A. Dalla Costa, H. A. C. Braga, J. M. Alonso, "Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 36–47, junho 2015.
- [13] J. M. Alonso, D. Gacio, A. J. Calleja, F. Sichirollo, M. F. Da Silva, M. A. Dalla Costa, R. N. Do Prado, "Reducing storage capacitance in off-line LED power supplies by using integrated converters", in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–8, IEEE, Las Vegas, 2012.

- [14] M. Cole, H. Clayton, K. Martin, “Solid-State Lighting: The New Normal in Lighting”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 109–119, janeiro 2015.
- [15] P. Shaw, P. Kumar, “Small Signal Stability Analysis of a Battery Connected Standalone Photovoltaic System”, in *7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6, IEEE, Patiala, 2016.
- [16] A. Lidow, J. Strydom, R. Strittmatter, C. Zhou, “GaN: A reliable future in power conversion dramatic performance improvements at a lower cost”, *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 20–26, março 2015.
- [17] R. Duarte, G. Ferreira, M. Costa, C. Barriuello, J. Alonso, “Study On The Application Of Gallium Nitride Transistors In Power Electronics”, *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 1, pp. 89–97, janeiro, março 2018.
- [18] J. Millan, P. Godignon, X. Perpina, A. Perez-Tomas, J. Rebollo, “A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2155–2163, maio 2014.
- [19] M. K. Lohn, A. S. Carvalho, J. A. Arbugeri, T. K. Jappe, S. A. Mussa, “Retificador PFC Monofásico Bridgeless Baseado em Interruptores GaN HEMT empregando Estratégia de Modulação PWM de Alta Resolução Implementada em FPGA”, *Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 2, pp. 235–245, abril, junho 2019.
- [20] R. R. Duarte, G. G. Pereira, M. A. Dalla Costa, C. H. Barriuello, J. Marcos Alonso, “Off-grid commercial LED driver optimization using GaN transistors”, in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, pp. 1–7, IEEE, Portland, 2018.
- [21] M. C. Mira, A. Knott, M. A. E. Andersen, “Loss distribution analysis of a three-port converter for low-power stand-alone light-to-light systems”, in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1–10, IEEE, Karlsruhe, 2016.
- [22] H. Liao, J.-f. Chen, T.-H. Wu, Y.-C. Huang, “LED Driving Circuit with Stand-Alone Photovoltaic Power”, in *3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, pp. 923–927, IEEE, Kaohsiung, 2017.
- [23] Y. Ai, T. Liu, S. Wang, “Design and Implementation of a Novel High-performance Stand-alone Photovoltaic LED Lighting System”, in *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, pp. 1–4, IEEE, Chengdu, 2010.
- [24] K. C. Divya, J. Østergaard, “Battery energy storage technology for power systems-An overview”, *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 4, pp. 511–520, abril 2009.
- [25] T. K. Jappe, R. R. Polla, A. L. Fuerback, M. L. Heldwein, T. B. Soeiro, R. Andrich, “An FPGA-Based Single-Phase Interleaved Boost-Type PFC Rectifier Employing GaN HEMT Devices”, *Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 4, pp. 414–422, setembro, novembro 2014.
- [26] R. L. Kini, A. J. Sellers, M. R. Hontz, R. Kabir, R. Khanna, “Comparison of GaN and Si-Based Photovoltaic Power Conversion Circuits Using Various Maximum Power Point Tracking Algorithms”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2977–2982, IEEE, Tampa, 2017.
- [27] R. H. Roseback, *Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost atuando como Controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2004.
- [28] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, D. Reusch, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, 2 ed., John Wiley & Sons Ltd, Chichester, julho 2014.
- [29] J. Celani, “Solar Battery Charger Maintains High Efficiency in Low Light”, *LT Journal of Analog Innovation*, vol. 23, no. 3, pp. 24–27, outubro 2013.
- [30] I. Villar, U. Viscarret, I. Etxeberria-Otadui, A. Rufer, “Global loss evaluation methods for nonsinusoidally fed medium-frequency power transformers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 4132–4140, outubro 2009.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Renan Rodrigo Duarte**, nascido em 1992 em Santo Augusto - RS, é engenheiro eletricista (2015) e mestre em Engenharia Elétrica (2017) pela Universidade Federal de Santa Maria.

Atualmente busca o título de Doutor na mesma instituição. Suas áreas de interesse incluem: *drivers* de LEDs, conversores baseados em semicondutores GaN e sistemas autônomos de iluminação.

Me. 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.

**Abner Campos**, nascido em 1995 em Formiga - MG, é eletricista predial (2013) pela Fundação de Educação para o Trabalho de Minas Gerais. Atualmente busca o título de engenheiro de telecomunicações na Universidade Federal de Santa Maria.

Abner é pesquisador de iniciação científica no Grupo de Estudos de Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos e suas áreas de interesse incluem: simulações por Método dos Elementos Finitos, *drivers* de LEDs e semicondutores de Nitreto de Gálio.

**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.

**Vitor Cristiano Bender**, nascido em Panambi - RS em 1987. Recebeu o título de bacharel em engenharia elétrica pela Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul em 2011, e os títulos de mestre e doutor em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, em 2012 e 2015, respectivamente. De 2015 a 2017 foi professor da Universidade Federal do Pampa em Alegrete. Atualmente é professor do departamento de Eletrônica e

Computação da Universidade Federal de Santa Maria. É também pesquisador do Grupo de Estudos e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE) da UFSM.

Suas áreas de interesse incluem: sistemas de iluminação, reatores eletrônicos, drivers de LEDs e OLEDs, modelagem de LEDs e OLEDs e design térmico.

**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. Também é chair do IAS Awards Department e editor da IAS Newsletter.