

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Renan Rodrigo Duarte

**PROJETO OTIMIZADO PARA MINIMIZAÇÃO DE PERDAS EM UM
CONVERSOR BIDIRECIONAL APLICADO A SISTEMAS
AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO**

Santa Maria, RS
2022

Renan Rodrigo Duarte

**PROJETO OTIMIZADO PARA MINIMIZAÇÃO DE PERDAS EM UM CONVERSOR
BIDIRECIONAL APLICADO A SISTEMAS AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Engenharias IV, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**. Defesa realizada por videoconferência.

ORIENTADOR: Prof. Marco Antônio Dalla Costa

COORIENTADOR: Prof. José Marcos Alonso Álvarez

Santa Maria, RS
2022

This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001

Duarte, Renan

PROJETO OTIMIZADO PARA MINIMIZAÇÃO DE PERDAS EM UM CONVERSOR BIDIRECIONAL APLICADO A SISTEMAS AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO / Renan Duarte.- 2022.

160 p.; 30 cm

Orientador: Marco Dalla Costa

Coorientador: José Marcos Alonso Alvarez

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2022

1. Conversores CC-CC 2. Diodos Emissores de Luz 3. Nitreto de Gálio 4. Sistemas Autônomos 5. Sistemas Fotovoltaicos I. Dalla Costa, Marco II. Alvarez, José Marcos Alonso III. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

Declaro, RENAN DUARTE, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Tese) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Renan Rodrigo Duarte

**PROJETO OTIMIZADO PARA MINIMIZAÇÃO DE PERDAS EM UM CONVERSOR
BIDIRECIONAL APLICADO A SISTEMAS AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Engenharias IV, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**. Defesa realizada por videoconferência.

Aprovado em 18 de fevereiro de 2022:



Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM) - Videoconferência
(Presidente/Orientador)



José Marcos Alonso Álvarez, Dr. (Uniovi) - Videoconferência
(Coorientador)



Lucas Vizzotto Bellinaso, Dr. (UFSM) - Videoconferência



Rafael Adaime Pinto, Dr. (UFSM) - Videoconferência



Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. (UFJF) - Videoconferência



Edílson Mineiro Sa Jr, Dr. (IFCE) - Videoconferência

Santa Maria, RS

2022

AGRADECIMENTOS

Ao chegar ao final de mais esta etapa da minha formação acadêmica, gostaria de agradecer primeiramente à minha família que nunca mediu esforços para que eu alcançasse todos os meus objetivos. Aos meus pais, Paulo e Erli, minhas irmãs Tamara e Ana, o meu mais sincero muito obrigado. Amo vocês.

A Aline, minha esposa e melhor amiga pelo amor, dedicação e paciência e por nunca me deixar desistir mesmo diante de grandes adversidades.

À família que me acolheu, os Blank do Amaral, por todo o carinho e incentivo para que pudesse continuar nesta jornada.

Ao professor Marco Antônio Dalla Costa pela orientação e parceria nestes meus 12 anos de UFSM.

Ao professor Marcos Alonso, que, mesmo a distância, contribuiu de forma significativa na realização deste trabalho.

A todos os colegas do GEDRE com quem tive o prazer de conviver nestes anos pela amizade e pelos ensinamentos, técnicos ou não, que de uma forma ou outra me tornaram a pessoa e o profissional que sou hoje.

Aos colegas da Zagonel pelos ensinamentos, parceria e por me proporcionarem a oportunidade de transformar os frutos deste trabalho acadêmico em algo concreto, para que não fique esquecido em uma prateleira de biblioteca e sim, contribuindo com nossa sociedade.

Aos membros da banca pelas contribuições técnicas.

A todas as pessoas que de alguma forma participaram do desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

PROJETO OTIMIZADO PARA MINIMIZAÇÃO DE PERDAS EM UM CONVERSOR BIDIRECIONAL APLICADO A SISTEMAS AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO

AUTOR: Renan Rodrigo Duarte

ORIENTADOR: Marco Antônio Dalla Costa

COORIENTADOR: José Marcos Alonso Álvarez

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema autônomo de iluminação pública baseado em energia solar fotovoltaica e diodos emissores de luz (LEDs). O sistema deve ser capaz de carregar um banco de baterias durante o dia através de um arranjo fotovoltaico e suprir uma carga LED durante a noite. Um conversor bidirecional com transistores de nitreto de gálio (GaN) é utilizado de forma a obter uma estrutura com elevado rendimento e, com isso, otimizar o tamanho do banco de baterias e arranjo fotovoltaico para maximizar a autonomia do sistema ou reduzir os custos de produção, dependendo dos objetivos da aplicação.

Foi desenvolvida uma metodologia completa e otimizada para o projeto dos elementos deste sistema autônomo de iluminação. Esta metodologia baseia-se em um algoritmo de busca discreta que avalia um conjunto de componentes disponíveis comercialmente para determinar a melhor combinação de componentes e o melhor ponto de operação do circuito, de modo a minimizar as perdas de energia ao longo do período de operação do sistema.

Neste documento é apresentada, inicialmente, uma revisão bibliográfica de aspectos teóricos relacionados aos sistemas autônomos de iluminação, como fonte fotovoltaica, baterias, carga LED, topologias de conversores e soluções comerciais disponíveis. Uma revisão sobre interruptores GaN também é apresentada, abrangendo seu histórico, princípio de funcionamento, características e estado da arte da tecnologia em termos de dispositivos comerciais.

Para validar experimentalmente a topologia proposta, um protótipo de 100 W com frequência de comutação arbitrária 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.

Para a validação da metodologia de projeto proposta, quatro conversores com potências de 30 W em modo *driver* e 150 W em modo carregador foram implementados e testados em diferentes pontos de operação. Com isso, comprovou-se que, considerando um conjunto de componentes, a metodologia é capaz de determinar o melhor ponto de operação para maximizar o rendimento, e, considerando diferentes conjuntos de componentes, determinar o melhor em termos de redução da energia perdida, de forma a maximizar a autonomia do sistema.

Palavras-chave: Conversores CC-CC. Diodos Emissores de Luz. Nitreto de Gálio. Sistemas Autônomos. Sistemas Fotovoltaicos.

ABSTRACT

OPTIMIZED DESIGN FOR MINIMIZATION OF LOSSES IN A BIDIRECTIONAL CONVERTER APPLIED TO STANDALONE LIGHTING SYSTEMS

AUTHOR: Renan Rodrigo Duarte
ADVISOR: Marco Antônio Dalla Costa
CO-ADVISOR: José Marcos Alonso Álvarez

This work presents the development of an standalone street lighting system based on solar energy and light emitting diodes (LEDs). The system must be able to charge a battery bank during the day from a photovoltaic source and supply an LED load during the night. A bi-directional converter based on gallium nitride (GaN) transistors is used in order to achieve a high-performance system and, thereby, to optimize the size of the battery bank and photovoltaic array to maximize the system autonomy or reduce costs, depending on the application goals. A complete and optimized methodology was developed for the design of the elements of this standalone lighting system. This methodology is based on a discrete search algorithm that evaluates a set of commercially available elements to determine the best combination of components and the best operating point of the circuit, in order to minimize energy losses over the system operation period.

This document initially presents a bibliographic review of theoretical aspects related to autonomous lighting systems, such as the photovoltaic source, batteries, LED load, converter topologies and commercially available solutions. A review of GaN switches is also presented, covering their history, operating principles, features and state of the art in terms of commercially available devices.

To experimentally validate the proposed topology, a 100 W prototype with arbitrary switching frequencies was developed and evaluated. In battery charger mode, the circuit operates at 250 kHz and has efficiencies greater than 92% over the entire power range with a maximum value of 97.3%. In LED driver mode, the chosen operating frequency was 345 kHz and a maximum efficiency of 95.8% was achieved.

To validate the proposed design methodology, four converters with power ratings of 30 W in driver mode and 150 W in charger mode were implemented and tested at different operating points. Thus, it was proved that, considering a set of components, the methodology is able to determine the best operating point to maximize the efficiency, and, considering different sets of components, determining the best in terms of energy loss reduction to maximize system autonomy.

Keywords: DC-DC power converters. Gallium Nitride. Light Emitting Diodes. Photovoltaic Systems. Standalone Systems.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Média anual de mortes no trânsito a cada 100.000 habitantes. | 19 |
| Figura 2 – Projeção da capacidade de geração instalada por tipo de energia. | 21 |
| Figura 3 – Evolução de preço dos módulos fotovoltaicos e capacidade de produção mundial. | 21 |
| Figura 4 – Sistema fotovoltaico autônomo utilizado em estação de pesquisa no polo sul. . | 22 |
| Figura 5 – Evolução de preço de lâmpadas do tipo bulbo baseadas em LEDs. | 22 |
| Figura 6 – Penetração da iluminação LED no mercado. | 23 |
| Figura 7 – Evolução de preço de baterias para carros elétricos. | 24 |
| Figura 8 – Evolução de preço normalizada dos componentes de um sistema autônomo de iluminação. | 25 |
| Figura 9 – Diagrama de blocos básico de um sistema fotovoltaico autônomo de iluminação. | 29 |
| Figura 10 – Curvas características de tensão, corrente e potência de um painel fotovoltaico. | 31 |
| Figura 11 – Variação das características de um painel fotovoltaico em diferentes irradiancias e temperaturas de operação. | 32 |
| Figura 12 – Variação da tensão do ponto de máxima potência V_{MPP} para diferentes irradiancias. | 32 |
| Figura 13 – Variação da potência do painel para perturbações na tensão. | 34 |
| Figura 14 – Derivada da curva de potência de um painel fotovoltaico genérico. | 34 |
| Figura 15 – Diagrama de uma célula recarregável durante os processos de carga (a) e descarga (b). | 35 |
| Figura 16 – Exemplo de bateria de chumbo-ácido de 12 V e 30 Ah | 38 |
| Figura 17 – Densidade de potência de diferentes tipos de baterias. | 41 |
| Figura 18 – Evolução do fluxo luminoso de LEDs vermelhos e brancos. | 42 |
| Figura 19 – Representação gráfica da curva característica e do modelo linear de um LED. | 44 |
| Figura 20 – Diagrama de blocos de um sistema autônomo de iluminação baseado em conversores independentes. | 45 |
| Figura 21 – Diagrama de blocos de um sistema autônomo de iluminação baseado em um conversor de três portas. | 46 |
| Figura 22 – Diagrama de blocos de um sistema autônomo de iluminação baseado em um conversor bidirecional e chave seletora. | 47 |
| Figura 23 – Luminárias autônomas comerciais. | 49 |
| Figura 24 – Postes de iluminação do Arco Metropolitano no Rio de Janeiro. | 49 |
| Figura 25 – Postes autônomos com geração solar e eólica. | 50 |
| Figura 26 – Representação simplificada camada 2DEG na junção GaN/AlGaN. | 54 |
| Figura 27 – Estrutura física simplificada de um GaN HEMT do tipo depleção. | 54 |
| Figura 28 – Estrutura física simplificada de um transistor GaN do tipo intensificação. | 55 |
| Figura 29 – Comparativo normalizado das características dos materiais semicondutores selecionados. | 56 |
| Figura 30 – Semicondutores GaN disponíveis comercialmente. | 59 |
| Figura 31 – Circuito básico de um conversor bidirecional com quatro interruptores. | 62 |
| Figura 32 – Circuito básico de um conversor síncrono bidirecional com dois interruptores. | 62 |
| Figura 33 – Circuito básico do conversor bidirecional com chave seletora S_1 | 63 |
| Figura 34 – Curvas Tensão vs. Corrente de um painel solar de 150 W e de uma carga LED | |

| | |
|---|-----|
| de 30 W | 64 |
| Figura 35 – Circuito básico da topologia proposta com a substituição de S_1 pelo diodo D | 64 |
| Figura 36 – Circuito equivalente do conversor em modo carregador de bateria. | 65 |
| Figura 37 – Formas de onda de tensão e corrente na bateria durante o processo de carga. | 66 |
| Figura 38 – Circuito equivalente do conversor em modo <i>driver</i> | 67 |
| Figura 39 – Formas de onda ideais durante a entrada e saída de condução de um GaN HEMT do tipo intensificação. | 74 |
| Figura 40 – Circuito equivalente do interruptor e circuito de acionamento. | 75 |
| Figura 41 – Detalhes das formas de onda durante as comutações dos interruptores. | 76 |
| Figura 42 – Modelo de uma célula fotovoltaica de silício. | 78 |
| Figura 43 – Modelo de primeira ordem de uma bateria de chumbo-ácido durante o estágio de recarga. | 79 |
| Figura 44 – Circuito equivalente do conversor em modo carregador considerando modelos do painel e bateria. | 83 |
| Figura 45 – Resposta a um degrau de 1% na razão cíclica do conversor. Corrente (acima) e tensão (abaixo) da bateria. | 85 |
| Figura 46 – Circuito equivalente do conversor em modo <i>driver</i> considerando o modelo do LED. | 86 |
| Figura 47 – Corrente do LED em resposta a um degrau de 5% na razão cíclica do conver- sor. | 87 |
| Figura 48 – Placa de circuito impresso do protótipo implementado. | 89 |
| Figura 49 – Esquemático simplificado do sistema de controle proposto. | 90 |
| Figura 50 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo fonte de corrente. | 91 |
| Figura 51 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo fonte de tensão. | 92 |
| Figura 52 – Máquina de estados do sistema de controle em modo carregador. | 93 |
| Figura 53 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo <i>driver</i> | 94 |
| Figura 54 – Máquina de estados do sistema de controle em modo <i>driver</i> | 94 |
| Figura 55 – Tela do programa supervisório desenvolvido. | 95 |
| Figura 56 – Formas de onda durante os estágios PC e FC com irradiância de 500 W/m^2 | 96 |
| Figura 57 – Degraus de irradiância de 500 W/m^2 para 700 W/m^2 e de 700 W/m^2 a 1000 W/m^2 durante a etapa <i>fastcharge</i> | 96 |
| Figura 58 – Transição entre os estágios FC e SAT. | 97 |
| Figura 59 – Formas de onda no modo <i>driver</i> de LED para degraus de potência de 0% à 50% e então 100%. | 97 |
| Figura 60 – Curva de eficiência medida e estimada para o conversor operando em modo carregador de bateria. | 98 |
| Figura 61 – Curva de eficiência medida e estimada para o conversor operando em modo <i>driver</i> de LED. | 98 |
| Figura 62 – Distribuição de perdas estimada do conversor em modo carregador de bateria. | 100 |
| Figura 63 – Distribuição de perdas estimada do conversor em modo <i>driver</i> de LED. | 100 |
| Figura 64 – Diagrama dos parâmetros considerados na metodologia de projeto proposta. | 102 |
| Figura 65 – Fluxograma do processo de determinação das cargas de LED utilizáveis no projeto. | 106 |
| Figura 66 – Curvas de tensão <i>versus</i> corrente de diferentes arranjos de LEDs. | 107 |
| Figura 67 – Curvas características de tensão <i>versus</i> corrente para 864 painéis fotovoltaicos de 145 W a 155 W. | 107 |
| Figura 68 – Fluxograma para determinação dos arranjos de painéis fotovoltaicos, baterias e cargas LEDs adequados para o projeto. | 109 |

| | |
|---|-----|
| Figura 69 – Fluxograma para a determinação dos parâmetros e da estimativa de perdas de cada um dos circuitos. | 112 |
| Figura 70 – Curvas de eficiência estimada vs. frequência nos modos carregador e <i>driver</i> para dois projetos selecionados. | 114 |
| Figura 71 – Valores da função objetivo relacionada à eficiência de todos os <i>circuitos</i> | 115 |
| Figura 72 – Valores da função objetivo relacionada à energia de todos os <i>circuitos</i> | 116 |
| Figura 73 – Placa de circuito impresso dos protótipos implementados. | 117 |
| Figura 74 – Matriz de LEDs utilizada como carga nos protótipos implementados. | 118 |
| Figura 75 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo fonte de corrente. | 119 |
| Figura 76 – Tela do programa supervisório atualizado. | 120 |
| Figura 77 – Curvas de rendimento dos Circuitos #1 e #2 em modo carregador e <i>driver</i> . .. | 120 |
| Figura 78 – Curvas de rendimento dos Circuitos #3 e #4 em modo carregador e <i>driver</i> . .. | 121 |
| Figura 79 – Esquemático completo da placa de circuito impresso do protótipo implementado. | 142 |
| Figura 80 – Vista interativa em CAD da placa do protótipo desenvolvido. | 145 |
| Figura 81 – Esquemático completo da placa de circuito impresso dos protótipos implementados (Página 1 de 2). | 153 |
| Figura 82 – Esquemático completo da placa de circuito impresso dos protótipos implementados (Página 2 de 2). | 154 |
| Figura 83 – Vista interativa em CAD da placa dos protótipos desenvolvidos. | 158 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 1 – Comparativo entre interruptores Si e GaN com tensão de bloqueio de 100 V... | 57 |
| Tabela 2 – Definição das variáveis para o modelo em espaço de estados do conversor em modo carregador de bateria..... | 83 |
| Tabela 3 – Parâmetros do conversor utilizado na simulação | 85 |
| Tabela 4 – Definição das variáveis para o modelo em espaço de estados do conversor em modo <i>driver</i> | 86 |
| Tabela 5 – Especificações do protótipo desenvolvido. | 88 |
| Tabela 6 – Componentes do protótipo desenvolvido. | 89 |
| Tabela 7 – Erros relativos médios e máximos entre os valores medidos e estimados. | 99 |
| Tabela 8 – Parâmetros do sistema autônomo utilizado no exemplo de projeto..... | 104 |
| Tabela 9 – Requisitos do conversor utilizado no exemplo de projeto..... | 111 |
| Tabela 10 – Requisitos do conversor utilizado no exemplo de projeto..... | 116 |
| Tabela 11 – Eficiências medidas e estimadas para os circuitos implementados..... | 121 |
| Tabela 12 – Distribuição de perdas estimada dos conversores em modo carregador de bateria e <i>driver</i> | 123 |
| Tabela 13 – Lista completa de componentes do protótipo desenvolvido. | 143 |
| Tabela 14 – Configurações válidas..... | 147 |
| Tabela 15 – Características técnicas de indutores selecionados. | 149 |
| Tabela 16 – Lista completa de componentes do protótipo desenvolvido. | 155 |

SUMÁRIO

| | |
|--|-----------|
| 1 INTRODUÇÃO | 19 |
| 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO | 19 |
| 1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA E CONTRIBUIÇÃO | 25 |
| 1.3 RESULTADOS ESPERADOS | 26 |
| 1.4 DELIMITAÇÕES DO TRABALHO | 27 |
| 1.5 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO | 27 |
| 2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO..... | 29 |
| 2.1 INTRODUÇÃO | 29 |
| 2.2 GERADORES FOTOVOLTAICOS..... | 30 |
| 2.2.1 MPPT por Tensão Constante | 32 |
| 2.2.2 MPPT por Perturbação e Observação | 33 |
| 2.2.3 MPPT por Condutância Incremental | 34 |
| 2.3 BATERIAS PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS | 35 |
| 2.3.1 Baterias de Chumbo-ácido - PbSO ₄ | 38 |
| 2.3.2 Baterias de Níquel-cádmio - NiCd | 38 |
| 2.3.3 Baterias de Níquel-hidreto metálico - NiMH | 39 |
| 2.3.4 Baterias de Lítio..... | 39 |
| 2.3.5 Outros tipos de Baterias | 40 |
| 2.4 DIODOS EMISSORES DE LUZ | 42 |
| 2.4.1 Princípio de Funcionamento..... | 43 |
| 2.4.2 Modelo Linear | 44 |
| 2.5 CONVERSORES ESTÁTICOS PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS | 44 |
| 2.5.1 Conversores Independentes..... | 45 |
| 2.5.2 Conversores de Três Portas | 46 |
| 2.5.3 Conversores Bidirecionais | 46 |
| 2.6 SOLUÇÕES COMERCIAIS | 48 |
| 2.7 CONCLUSÕES | 50 |
| 3 TRANSISTORES DE NITRETO DE GÁLIO | 53 |
| 3.1 INTRODUÇÃO | 53 |
| 3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO | 53 |
| 3.3 CARACTERÍSTICAS | 55 |
| 3.4 ACIONAMENTO | 57 |
| 3.5 CONDUÇÃO REVERSA | 58 |
| 3.6 MERCADO ATUAL | 59 |
| 3.7 CONCLUSÕES | 60 |
| 4 TOPOLOGIA PROPOSTA | 61 |
| 4.1 ESCOLHA DO CONVERSOR | 61 |
| 4.2 SISTEMA PROPOSTO | 62 |
| 4.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO | 64 |
| 4.3.1 Modo Carregador de Bateria | 65 |
| 4.3.2 Modo <i>Driver</i> de LED | 67 |
| 4.4 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PASSIVOS | 68 |

| | |
|--|------------|
| 4.5 ESTIMAÇÃO DAS PERDAS | 70 |
| 4.5.1 Perdas nos Componentes Passivos | 71 |
| 4.5.2 Perdas nos Interruptores | 72 |
| 4.5.3 Perdas nos Circuitos Auxiliares | 77 |
| 4.5.4 Efeitos da Temperatura | 77 |
| 4.6 MODELOS DO SISTEMA | 78 |
| 4.6.1 Modelo do painel fotovoltaico | 78 |
| 4.6.2 Modelo da bateria | 79 |
| 4.6.3 Modelo do conversor | 80 |
| 4.7 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL..... | 87 |
| 4.7.1 Sistema de Controle..... | 88 |
| 4.7.2 Resultados Experimentais | 95 |
| 5 PROPOSTA DE PROJETO OTIMIZADO..... | 101 |
| 5.1 INTRODUÇÃO | 101 |
| 5.2 METODOLOGIA PROPOSTA | 102 |
| 5.2.1 Parâmetros do Sistema Autônomo de Iluminação..... | 103 |
| 5.2.2 Carga LED, Bateria e Painel Fotovoltaico | 105 |
| 5.2.3 Componentes do Conversor | 110 |
| 5.2.4 Escolha do Melhor <i>Circuito</i> | 113 |
| 5.3 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL..... | 116 |
| 5.3.1 Sistema de Controle..... | 118 |
| 5.3.2 Resultados Experimentais | 119 |
| 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 125 |
| 6.1 CONCLUSÕES GERAIS | 125 |
| 6.2 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DO DOUTORADO | 126 |
| 6.2.1 Artigos Completos Publicados em Periódicos | 126 |
| 6.2.2 Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos | 127 |
| 6.2.3 Trabalhos Publicados em Anais de Jornadas de Pesquisa e Mostras Científicas | 127 |
| 6.2.4 Outras Produções Resultantes do Trabalho | 128 |
| 6.3 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DE TRABALHOS PARALELOS | 128 |
| 6.3.1 Artigos Completos Publicados em Periódicos | 129 |
| 6.3.2 Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos | 129 |
| 6.3.3 Trabalhos Publicados em Anais de Jornadas de Pesquisa e Mostras Científicas | 129 |
| 6.4 TRABALHOS FUTUROS | 130 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 131 |
| APÊNDICE A – CIRCUITO COMPLETO DO PROTÓTIPO 1..... | 141 |
| APÊNDICE B – CONFIGURAÇÕES VÁLIDAS DO PROTÓTIPO 2..... | 147 |
| APÊNDICE C – PARÂMETROS DOS INDUTORES IHLP-6767 | 149 |
| APÊNDICE D – CIRCUITO COMPLETO DO PROTÓTIPO 2..... | 151 |

1 INTRODUÇÃO

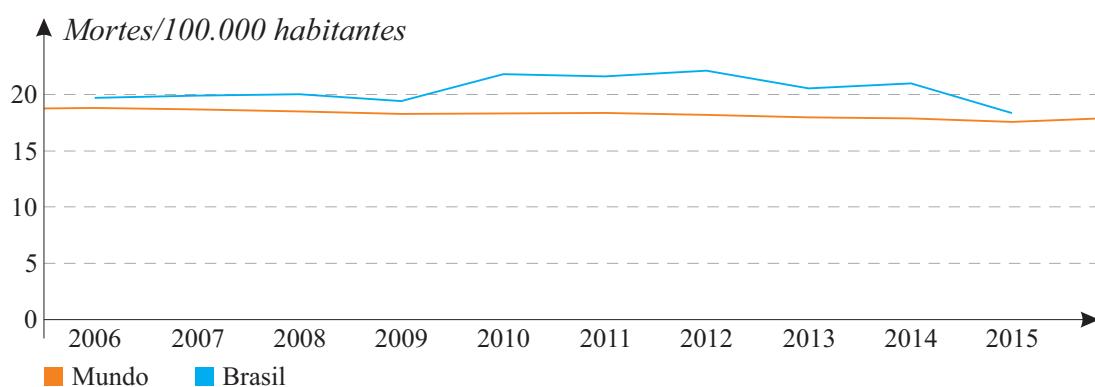
Este capítulo contextualiza os sistemas autônomos de iluminação, descrevendo as motivações para implementação, sua relação com os sistemas de iluminação tradicionais e faz uma discussão sobre os problemas e desafios existentes no processo de eficientização deste segmento do mercado. Além disso, apresenta os objetivos deste trabalho e suas justificativas, os resultados esperados, as delimitações e a estrutura do documento.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

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 (WANVIK, 2009; CHAGAS, 2011).

De acordo com a Organização Mundial da Saúde, cerca de 1,35 milhão de pessoas morrem a cada ano no mundo em decorrência de acidentes no trânsito. A média brasileira de mortes a cada 100.000 habitantes é maior que a média mundial, conforme apresentado na Figura 1. Estima-se que apenas em 2015, mais de 40 mil pessoas perderam a vida em decorrência desses acidentes no Brasil. Além disso, acidentes de trânsito custam à maioria dos países cerca de 3% de seu produto interno bruto (PIB) (WORLD HEALTH ORGANIZATION, 2018).

Figura 1 – Média anual de mortes no trânsito a cada 100.000 habitantes.



Fonte: Adaptado de INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (2018).

Estudos anteriores demonstram que a taxa de incidentes é maior no período noturno, especialmente os que envolvem pedestres. Elvik et al. (2009) estimaram que o risco de acidentes é de 1,5 a 2 vezes maior durante a noite. Ademais, o número de fatalidades e acidentes em zonas afastadas dos centros urbanos é maior nos períodos noturnos (WANVIK, 2009).

Muitos desses acidentes poderiam ser evitados com sistemas de iluminação adequados em ruas e estradas (GALLEN et al., 2015; WORLD HEALTH ORGANIZATION, 2018;

WANVIK, 2009). Entretanto, esta é uma tarefa complexa, especialmente quando se trata de regiões remotas como montanhas, desertos e ilhas, onde redes de energia não estão disponíveis (MOHAMMED, 2016; LIAO et al., 2017). Ainda, os custos de operação e manutenção destes sistemas são elevados, especialmente à medida que se afastam dos centros urbanos (VIEIRA; MOTA, 2010).

Além disso, a presença de iluminação pública promove maior conforto e segurança através da redução da criminalidade. Em um estudo de 2019, pesquisadores do Bureau Nacional de Pesquisa Econômica em Nova York (EUA) concluíram que através da melhoria da iluminação pública em áreas residenciais, houve uma redução média de 60% nos crimes cometidos à noite, com uma redução mínima de 36% (CHALFIN et al., 2019).

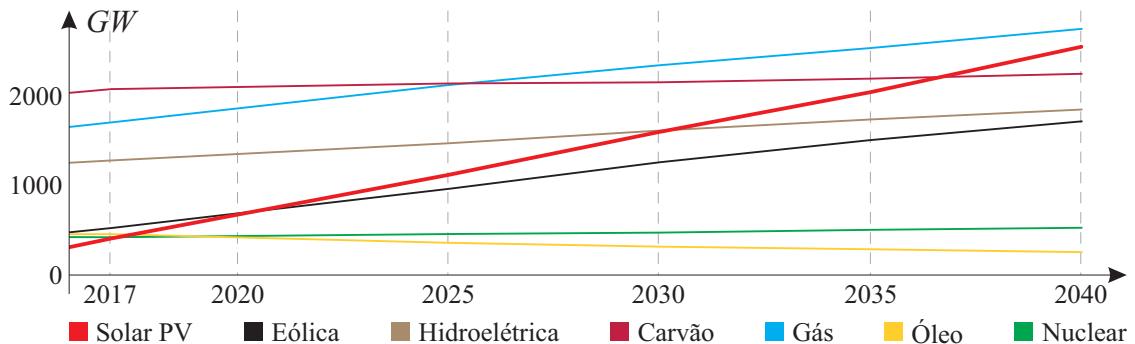
Sistemas autônomos são uma solução para garantir iluminação em regiões remotas e/ou sem acesso à rede convencional de energia (HU et al., 2015). Por definição, sistemas autônomos de iluminação são fontes de luz artificial que não possuem conexão com a rede de energia, operando a partir de uma fonte geradora própria, como por exemplo geradores a diesel ou energia solar.

Ao mesmo tempo que esta independência possibilita sua inserção em regiões afastadas dos centros urbanos, a escolha da fonte geradora acaba limitada. A fonte de potência dessas aplicações deve ser altamente confiável, ter bom custo-benefício e necessitar de pouca ou nenhuma manutenção. Geradores a diesel necessitam de manutenção e reabastecimentos constantes, tornando o sistema de iluminação inviável devido aos custos associados, especialmente quando se consideram áreas remotas, como rodovias e propriedades rurais (LIAO et al., 2017).

Fontes renováveis de energia, especialmente a solar, são consideradas a melhor opção neste contexto (BECHERIF et al., 2010). A rigor, a energia proveniente do Sol não é renovável, mas uma fonte inesgotável levando em consideração a escala de tempo da vida no planeta Terra (PEREIRA et al., 2017). Além de ser uma das fontes primárias menos poluentes (considerando sua operação), geradores solares fotovoltaicos também se destacam por serem silenciosos, modulares, necessitarem de baixa manutenção, possuírem curtos prazos de instalação e operação, provocarem baixo impacto na fauna e flora local e contar com uma vida útil que excede 20 anos (SAXENA; SINGH; VYAS, 2017a; FEMIA; FORTUNATO; VITELLI, 2013; IMHOFF, 2007).

Estas vantagens, aliadas à crescente demanda por energia a nível mundial e a tendência de esgotamento das fontes energéticas tradicionais como petróleo e carvão mineral, fizeram com que o interesse pela energia solar fotovoltaica aumentasse consideravelmente nos últimos anos (BARRETO, 2014; SEGUEL, 2009). Na Figura 2 é apresentada uma projeção da capacidade de geração instalada a nível mundial, por tipo de energia.

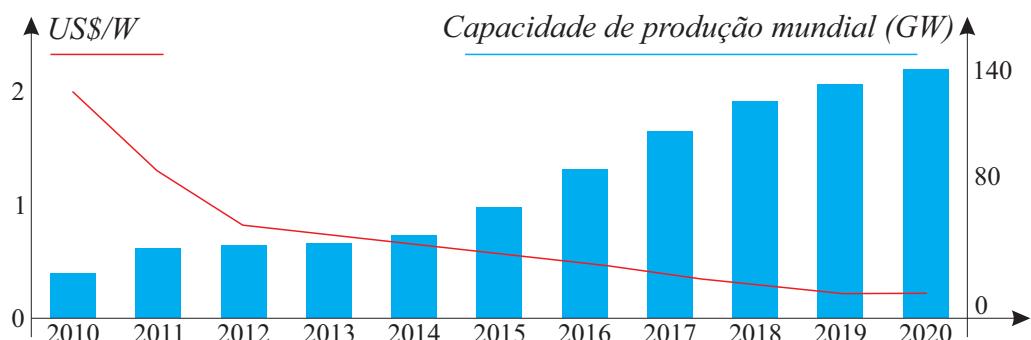
Figura 2 – Projeção da capacidade de geração instalada por tipo de energia.



Fonte: Adaptado de INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (2018).

Nota-se que fontes ditas não renováveis apresentam uma tendência de estagnação ou até mesmo redução da capacidade de geração instalada, enquanto a energia solar fotovoltaica apresenta a maior projeção de crescimento dentre todas as consideradas. Isto se deve principalmente aos grandes investimentos recebidos tanto do setor público por meio de programas de incentivo, como de empresas privadas. Com isso, o custo da geração fotovoltaica de energia teve uma redução significativa nas últimas décadas (ver Figura 3), fomentando ainda mais sua expansão (SUN, 2019). Assim, sistemas autônomos antes utilizados apenas em projetos altamente especializados onde redução de custos é um objetivo secundário, como satélites e estações espaciais, tornaram-se mais acessíveis, passando a ser instalados em localidades remotas (SEGUEL, 2009; IMHOFF, 2007). Um exemplo destas aplicações é apresentado na Figura 4, na qual um laboratório de pesquisa localizado no polo sul opera de modo totalmente autônomo através da energia solar fotovoltaica (NATIONAL SCIENCE FOUNDATION, 2012).

Figura 3 – Evolução de preço dos módulos fotovoltaicos e capacidade de produção mundial.



Fonte: Adaptado de Sun (2019).

Um segundo elemento relacionado ao sistema autônomo de iluminação se refere à tecnologia de luz a ser empregada. Fontes de luz tradicionais usadas em sistemas de iluminação pública, como lâmpadas de descarga de alta intensidade (HID, do inglês *High Intensity Discharge*), têm uma vida útil limitada e eficiácia luminosa relativamente baixa (COLE; DRIS-COLL, 2014).

Figura 4 – Sistema fotovoltaico autônomo utilizado em estação de pesquisa no polo sul.

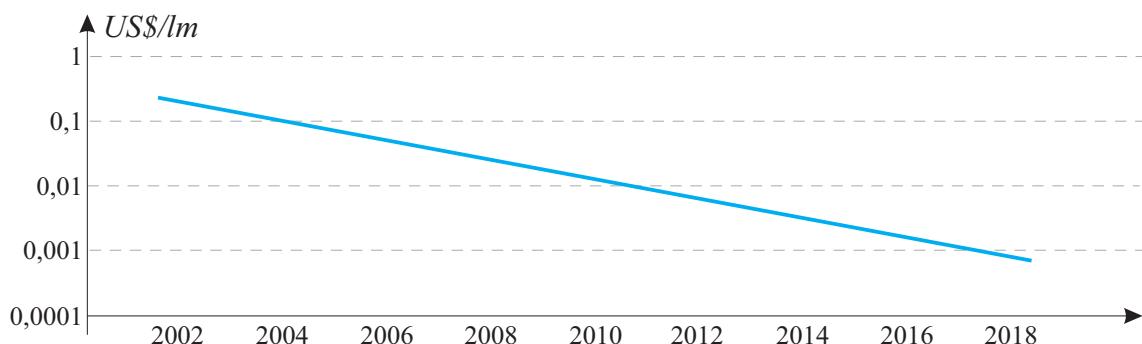


Fonte: NATIONAL SCIENCE FOUNDATION (2012).

O aperfeiçoamento de diodos emissores de luz (LEDs, do inglês *Light Emitting Diodes*) brancos para iluminação e a busca por dispositivos mais eficazes impulsionaram a substituição das fontes tradicionais de iluminação por sistemas de estado sólido (BENDER; MARCHESAN; ALONSO, 2015). LEDs ganharam espaço no mercado nos últimos anos como uma alternativa às tradicionais estruturas baseadas em lâmpadas HID. LEDs apresentam muitas vantagens, como uma 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 (minimizando assim a necessidade de refletores), *design* modular e estrutura menos danosa ao meio ambiente (ALI et al., 2011; ALMEIDA et al., 2015; ALONSO et al., 2012; COLE; CLAYTON; MARTIN, 2015).

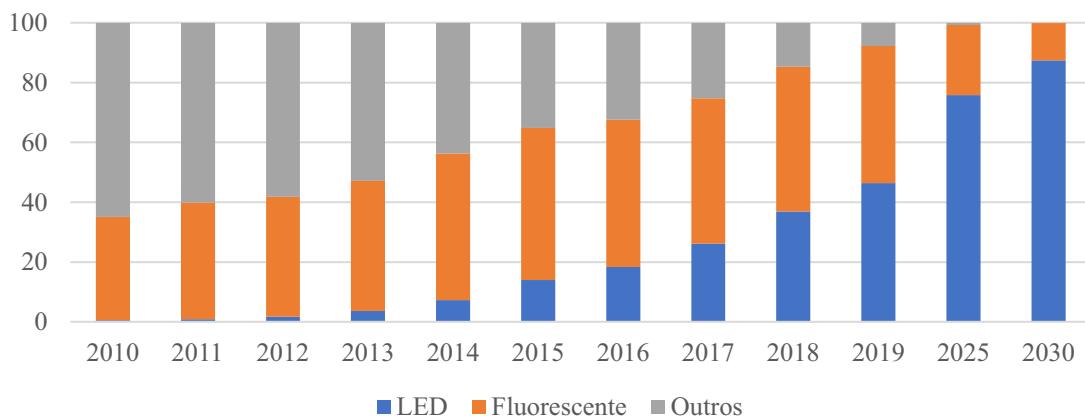
Com isso, o custo para o consumidor final de sistemas de iluminação baseados em LEDs sofreu uma grande redução, conforme evidenciado na Figura 5. Em 2019, o mercado de iluminação LED atingiu a marca de 1 bilhão de unidades vendidas (englobando tanto lâmpadas bulbo, tubulares, módulos e luminárias), e, estima-se que até 2030, mais de 85% do mercado de iluminação será composto por LEDs tanto em ambientes interiores quanto exteriores, conforme apresentado na Figura 6 (ZISSIS; BERTOLDI; SERRENHO, 2021).

Figura 5 – Evolução de preço de lâmpadas do tipo bulbo baseadas em LEDs.



Fonte: Adaptado de Zissis, Bertoldi e Serrenho (2021).

Figura 6 – Penetração da iluminação LED no mercado.



Fonte: Adaptado de Zissis, Bertoldi e Serrenho (2021).

Neste contexto, a energia solar fotovoltaica também é atrativa para estas aplicações quando os requisitos de operação dos LEDs são considerados. Ao contrário de lâmpadas de descarga, 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.

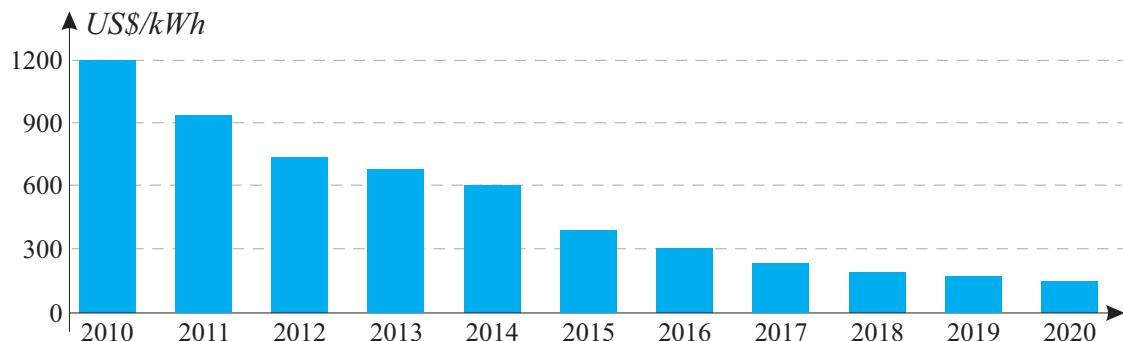
Entretanto, devido à natureza intermitente da fonte de energia, os sistemas autônomos baseados em energia solar fotovoltaica precisam contar com um elemento de armazenamento de energia (MIRA; KNOTT; ANDERSEN, 2016). Nos últimos anos, a demanda por dispositivos armazenadores de energia para sistemas solares autônomos tem aumentado significativamente (MARS et al., 2017). Estes elementos são considerados chave no desenvolvimento de sistemas baseados em energias renováveis no futuro (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Dentre os diversos métodos de armazenar a energia gerada, baterias são, sem dúvida, o meio mais difundido (MAKRIDES et al., 2016).

A escolha do tipo de bateria depende de vários fatores. Porém, em sistemas autônomos, o custo e a vida útil são os principais quesitos a serem considerados na escolha. Com a popularização de veículos híbridos e elétricos, a necessidade de baterias com maior custo-benefício se tornou evidente (TAVARES, 2009). Dessa forma, a evolução do armazenamento de energia com foco em veículos contribuiu para a concepção de sistemas autônomos de iluminação mais eficientes.

Assim como no caso dos geradores fotovoltaicos, esforços combinados dos setores público e privado para reduzir os custos de carros elétricos e o desenvolvimento por parte de pesquisadores de novas tecnologias de baterias fizeram com que o custo associado ao armazenamento de energia também sofresse redução (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2015). A Figura 7 apresenta a evolução do preço de baterias empregadas em veículos elétricos.

Apesar da grande redução, o custo das baterias necessárias para garantir a autonomia do sistema ainda representa uma grande parcela do investimento exigido na implementação de

Figura 7 – Evolução de preço de baterias para carros elétricos.



Fonte: Adaptado de Bloomberg (2021).

luminárias autônomas. Uma forma de maximizar a utilização da energia do sistema, e, assim, reduzir os requisitos de armazenamento é a melhoria do seu desempenho. Sistemas com maior rendimento, tanto no armazenamento quanto no processamento de energia, permitem o emprego de um conjunto de armazenamento menos potente para uma data autonomia, ou propiciam o aumento da autonomia para um dado sistema de armazenamento.

Uma das formas de obter esta melhoria é pelo aperfeiçoamento dos conversores chaveados que fazem a interconexão entre os diferentes componentes do sistema. Conversores chaveados se fazem necessários para adequar os níveis de tensão e corrente dos elementos do sistema, como fonte, baterias e carga (SHAW; KUMAR, 2016). Em uma luminária autônoma, este conversor deve ter as mesmas características do LED e da fonte fotovoltaica, como elevada eficiência, longa vida útil e alta densidade de potência (PERVAIZ; KUMAR; AFRIDI, 2017; COLE; CLAYTON; MARTIN, 2015). Assim, conversores de alto desempenho são necessários.

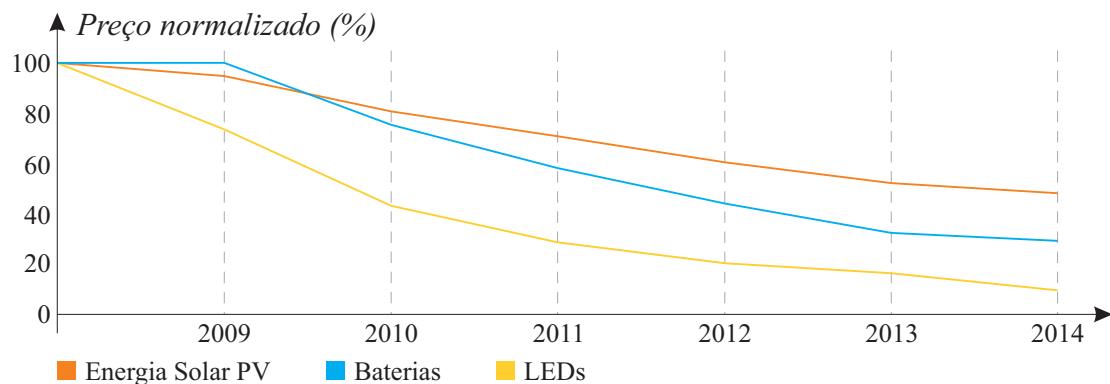
À medida que semicondutores baseados em silício (Si) se aproximam mais e mais de seus limites teóricos de desempenho, o desenvolvimento de conversores mais eficientes e compactos se torna mais difícil (LIDOW et al., 2015). O uso de semicondutores baseados em materiais ditos de *bandgap* largo (WBG, do inglês *Wide-Bandgap*), especialmente os transistores de nitreto de gálio de alta mobilidade de elétrons (GaN HEMTs, do inglês *Gallium Nitride High-Electron-Mobility Transistors*), pode levar a ganhos significativos em termos de eficiência, confiabilidade, máximas tensões e frequências de operação nestes conversores chaveados (HE et al., 2014; MILLAN et al., 2014). Dispositivos GaN também tornam possível a miniaturização dos sistemas eletrônicos, visto que apresentam maiores densidades de potência que seus pares de silício (MANTOOTH; GLOVER; SHEPHERD, 2014).

Apesar das aplicações comerciais de dispositivos WBG ainda serem escassas, esta tecnologia se faz cada vez mais presente em aplicações de eletrônica de potência, com um processo contínuo de penetração no mercado e aumento do número de fornecedores (PETERSEN; STONE; FOSTER, 2017; BINDRA, 2015). Em 2020, o mercado americano de semicondutores baseados em GaN foi avaliado em 1,65 bilhões de dólares e espera-se um crescimento de 21,5% ao ano entre 2021 e 2028 (GRAND VIEW RESEARCH, 2021).

A adoção de transistores GaN em aplicações solares é um tópico de interesse para muitos pesquisadores, com destaque para micro-inversores conectados à rede (HE et al., 2014; GUERRA; ZHANG, 2010; MCLAMARA; HUANG, 2015). Por outro lado, os dados de desempenho obtidos por Duarte et al. (2016; 2017) em *drivers* para LEDs utilizando semicondutores GaN fazem destes dispositivos importantes candidatos para a nova geração de sistemas de iluminação autônomos, visto que o aumento da eficiência do conversor permite o uso de bancos de armazenamento de energia menores, reduzindo assim os custos de implementação do sistema.

A Figura 8 apresenta de forma combinada e normalizada a evolução dos custos de elementos constituintes de um sistema fotovoltaico autônomo de iluminação citados anteriormente no período de 2009 à 2014.

Figura 8 – Evolução de preço normalizada dos componentes de um sistema autônomo de iluminação.



Fonte: Adaptado de U.S. DEPARTMENT OF ENERGY (2015).

A redução acentuada dos custos a partir de 2009 coincide com o início do desenvolvimento dos semicondutores de nitreto de gálio. Atualmente, inúmeras empresas e pesquisadores trabalham tanto no desenvolvimento de semicondutores GaN mais eficientes quanto no aprimoramento dos processos de fabricação a fim de tornar estes dispositivos mais competitivos (LIDOW et al., 2015).

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA E CONTRIBUIÇÃO

A utilização de energia solar fotovoltaica apresenta-se como uma alternativa para fomentar a expansão da malha de iluminação pública existente, inserindo luminárias em regiões remotas e que muitas vezes não têm conexão com a rede elétrica convencional.

De forma a compatibilizar as vantagens da fonte geradora com o restante do sistema, a fonte de luz deve apresentar longa vida útil e baixa taxa de manutenção. Dessa forma, LEDs

são considerados os candidatos ideais para a nova geração de sistemas de iluminação, fato evidenciado pela crescente tendência de substituição de fontes tradicionais como lâmpadas de descarga por LEDs.

Além disso, o circuito que faz o acoplamento entre as diferentes partes do sistema deve ser simples, reduzindo custos de forma a fomentar sua inserção no mercado e apresentar alto desempenho, de forma a maximizar a utilização da potência gerada. Assim, a topologia de conversor precisa ser cuidadosamente escolhida.

Os transistores GaN, tecnologia relativamente nova no mercado, apresentam inúmeras vantagens em relação às tecnologias semicondutoras utilizadas atualmente. Com estes dispositivos pode-se aumentar o desempenho e a densidade de potência dos conversores mesmo em topologias sem comutação suave.

Assim, este trabalho tem como foco o projeto, análise e implementação de um sistema fotovoltaico autônomo de iluminação baseado em diodos emissores de luz e utilizando semicondutores GaN nos estágios de processamento de energia.

Como o custo de interruptores GaN ainda é mais elevado do que o de seus equivalentes em silício, o conversor estático utilizado deve maximizar o uso destes semicondutores. Devido à simplicidade e robustez, propõe-se a utilização de um conversor bidirecional tanto para o controle da carga da bateria quanto para a alimentação da carga LED. Sob este aspecto, uma das contribuições deste trabalho é a derivação de uma topologia sem nenhum relé ou elementos mecânicos para a interconexão dos componentes do circuito através da escolha criteriosa das tensões de operação de cada um destes componentes. Assim, assegura-se uma topologia de custo reduzido e elevada robustez.

Ainda, devido à diferença entre os níveis de potência processados pelo conversor em cada um dos modos de operação, a obtenção de um conversor de estágio único que minimize o desperdício energético em ambos os modos é complexa, visto que os mesmos componentes devem operar em pontos de operação bastante distintos. Desta forma, este trabalho tem como principal contribuição o desenvolvimento de uma metodologia de projeto capaz de avaliar de forma iterativa um vasto conjunto de componentes comerciais e, determinar, com base na energia desperdiçada ao longo de um período de 24 horas, a melhor combinação de componentes e o melhor ponto de operação em cada modo.

1.3 RESULTADOS ESPERADOS

Com este trabalho de doutorado, espera-se obter uma luminária de iluminação pública autônoma, capaz de recarregar um banco de baterias durante o dia e suprir uma carga LED durante a noite. Este sistema deve apresentar alto rendimento de forma a diminuir as perdas de potência e maximizar a autonomia da luminária. Para isso, propõe-se o uso de conversores bidirecionais baseados em semicondutores de nitreto de gálio, uma tecnologia relativamente

nova e que ainda carece de estudos, especialmente no que tange o desenvolvimento de um modelo simples para estimativa de desempenho.

Através da revisão bibliográfica inicial, pretende-se estabelecer uma base de conhecimento a respeito dos sistemas autônomos de iluminação, seus componentes e características. Além disso, espera-se contribuir, através de um estudo de suas características, no que diz respeito às vantagens e exigências para a consolidação dos semicondutores GaN como uma alternativa viável e de fácil implementação em circuitos de eletrônica de potência.

Além da descrição e validação da topologia proposta, espera-se também obter um método simples e rápido para a estimativa prévia do desempenho do circuito, de forma a viabilizar o desenvolvimento de uma metodologia de projeto iterativa, simples e eficaz para determinação do melhor conjunto de componentes para o sistema, visando principalmente estender sua autonomia.

1.4 DELIMITAÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho tem por delimitação a revisão bibliográfica a respeito dos sistemas autônomos de iluminação, contemplando suas características, aspectos construtivos e aplicações, o desenvolvimento de uma metodologia de projeto para determinar o melhor conjunto de componentes para o sistema autônomo visando maximizar sua autonomia e, por fim, a aplicação destes conceitos no projeto e construção de uma luminária autônoma fotovoltaica utilizando uma topologia bidirecional de alto desempenho baseada em transistores de nitreto de gálio.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

Os demais capítulos deste documento estão organizados da seguinte forma:

O Capítulo 2 introduz o conceito de sistema autônomo de iluminação, apresentando suas características e peculiaridades. Os componentes que constituem um sistema fotovoltaico autônomo de iluminação também são abordados, como a fonte geradora, baterias e módulo de LEDs. Além disso, conceitos relativos aos conversores chaveados utilizados em sistemas de iluminação autônomos são tratados neste capítulo juntamente com as soluções comerciais disponíveis no segmento de luminárias autônomas.

Os semicondutores GaN, suas características, aspectos construtivos e requisitos de acionamento e de *layout* são abordados no Capítulo 3. Um panorama dos dispositivos disponíveis comercialmente também é apresentado neste capítulo.

O Capítulo 4 apresenta a topologia do sistema de iluminação autônomo proposto. Seu princípio de funcionamento é descrito em detalhes para todos os seus modos de operação e a modelagem matemática do sistema é desenvolvida. Além disso, para o projeto otimizado

proposto, um método de estimação das perdas nos diferentes componentes do circuito também é apresentada. Os modelos equivalentes utilizados para simulação e projeto do sistema de controle também são descritos neste capítulo. Ainda, a validação experimental da topologia proposta é apresentada. O protótipo desenvolvido é descrito e suas especificações de projeto apresentadas. Posteriormente o sistema de controle implementado é detalhado. Resultados experimentais são apresentados juntamente com uma análise do rendimento do conversor de forma a validar o método de estimação de perdas.

O Capítulo 5 descreve a metodologia proposta para o projeto do conversor considerando um conjunto de componentes comerciais de forma a maximizar a autonomia do sistema. Um projeto de um sistema autônomo de 30 W (driver)/150 W (carregador) é realizado ao longo do capítulo de forma a exemplificar a metodologia. Uma vez definidos os componentes, quatro protótipos distintos são apresentados. Resultados experimentais destes conversores são utilizados para validar a metodologia de projeto.

Finalmente, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais do trabalho. A produção científica resultante dos estudos já realizados também é apresentada neste capítulo juntamente com as propostas de trabalhos futuros para a continuidade do trabalho.

2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS DE ILUMINAÇÃO

Este capítulo introduz o conceito de sistema fotovoltaico autônomo de iluminação, apresentando suas características e peculiaridades. Os componentes que constituem esse sistema também são abordados, como a fonte geradora, baterias e carga. Além disso, os principais arranjos de conversores estáticos utilizados em sistemas autônomos de iluminação também são descritos. Ainda, as soluções comerciais disponíveis em termos de luminárias autônomas também são apresentadas.

2.1 INTRODUÇÃO

O diagrama de blocos básico de um sistema fotovoltaico autônomo de iluminação é apresentado na Figura 9. A fonte de energia do sistema consiste de um ou mais painéis fotovoltaicos responsáveis pela geração de energia elétrica a partir da luz solar. A lâmpada utilizada como carga faz o processo inverso, convertendo a energia elétrica em luz. Os estágios de processamento interligam os demais blocos, adequando seus níveis de tensão e corrente.

Figura 9 – Diagrama de blocos básico de um sistema fotovoltaico autônomo de iluminação.



Fonte: Autor.

Como já mencionado no Capítulo 1, o aproveitamento da energia solar fotovoltaica como fonte de energia de sistemas autônomos de iluminação é vantajosa por possuir potencial de geração em praticamente todos os locais onde iluminação artificial também se faz necessária (DALLA COSTA et al., 2010).

Entretanto, na vasta maioria dos sistemas convencionais de iluminação, necessita-se de luz artificial em períodos nos quais a luz solar não se faz presente ou é insuficiente para proporcionar um nível de iluminação adequado. Isso é especialmente verdadeiro em sistemas de iluminação exterior, nos quais a carga é acionada somente à noite.

Assim, a fim de viabilizar a integração da fonte solar com a carga, um acumulador de energia é indispensável para suprir a carga de forma adequada. Dentre os diferentes sistemas de armazenamento de energia, as baterias são, atualmente, a tecnologia mais utilizada e com maior potencial para desenvolvimento futuro (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

Todos os elementos que constituem a luminária autônoma da Figura 9 devem ser projetados e operados de forma a garantir a máxima utilização da energia disponível para a

implementação desse tipo de sistema de iluminação seja viável.

As características de cada elemento do sistema serão abordadas em maiores detalhes nas seções seguintes.

2.2 GERADORES FOTOVOLTAICOS

Células fotovoltaicas geram energia devido à característica de certos materiais semicondutores de produzirem uma diferença de potencial nos extremos de sua estrutura ao absorver luz, o chamado efeito fotovoltaico. Apesar de sua descoberta no século XIX, a produção de células fotovoltaicas só se tornou viável a partir da segunda metade do século XX com o desenvolvimento da indústria de semicondutores (BANDEIRA, 2018).

Assim como um diodo, células fotovoltaicas são compostas (na maior parte) pela junção de silício dopado dos tipos P e N. Ao ser exposta à radiação solar, fótons com energia maior do que o *bandgap* da junção PN induzem a difusão de portadores através da junção, dando origem a uma diferença de potencial nas suas extremidades (IMHOFF, 2007).

De acordo com a estrutura cristalina do material, as células de silício podem ser classificadas em monocristalinas, policristalinas e amorfas (IMHOFF, 2007; MIRA; KNOTT; ANDERSEN, 2016).

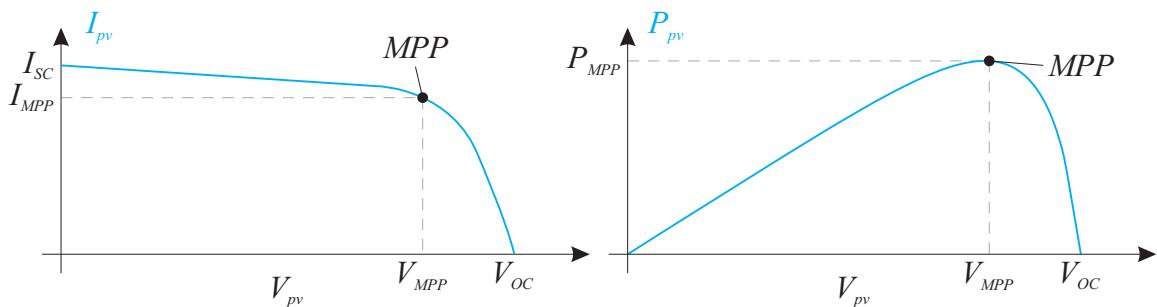
- Silício monocristalino - Produzidas a partir de um único bloco de silício, apresentam uma estrutura atômica contínua e ininterrupta em toda sua extensão. Apresentam a maior eficiência na conversão de energia dentre todos os tipos, com um limite teórico de 27%. Painéis comerciais deste tecnologia já apresentam eficiências maiores que 21% (POSHARP, 2019; SOLAR DESIGN TOOL, 2019).
- Silício policristalino - Ao contrário das células monocristalinas, este tipo de célula é formada a partir da fusão de vários blocos de silício, resultando em uma estrutura atômica com superfícies de separação entre os cristais, reduzindo sua eficiência. O menor custo de produção deste tipo de célula a torna atrativa. Atualmente, células desta tecnologia apresentam eficiências muito próximas das obtidas por células monocristalinas.
- Silício amorfo - Células de silício amorfo são produzidas a partir da deposição de camadas de silício não-cristalino sobre outros materiais. Com isso, pode-se obter células flexíveis, utilizadas como revestimento de telhados e fachadas. Sua eficiência, no entanto, é significativamente menor quando comparada à de outros tipos de células solares, tipicamente na faixa dos 8 a 9%.

Cada célula isolada tem baixo potencial de geração, produzindo geralmente potências máximas menores que 6 W em níveis de tensão de cerca de 0,5 V (POSHARP, 2019; SOLAR

DESIGN TOOL, 2019). Dessa forma, para suprir uma carga com requisitos diferentes de tensão e/ou corrente, faz-se necessária a associação de várias células em série, paralelo ou uma combinação de ambos, de forma a se obter níveis adequados à aplicação. Painéis fotovoltaicos comerciais são formados pelo arranjo (usualmente em série) de células de acordo com o nível de tensão ou potência desejado.

As características elétricas típicas de um painel fotovoltaico são mostradas na Figura 10. Esta curva é medida utilizando as chamadas condições padrão de teste (STC, do inglês *standard test conditions*: irradiação de 1000 W/m^2 e temperatura das células de 25°C).

Figura 10 – Curvas características de tensão, corrente e potência de um painel fotovoltaico. Inclinação das curvas exageradas para melhor visualização.



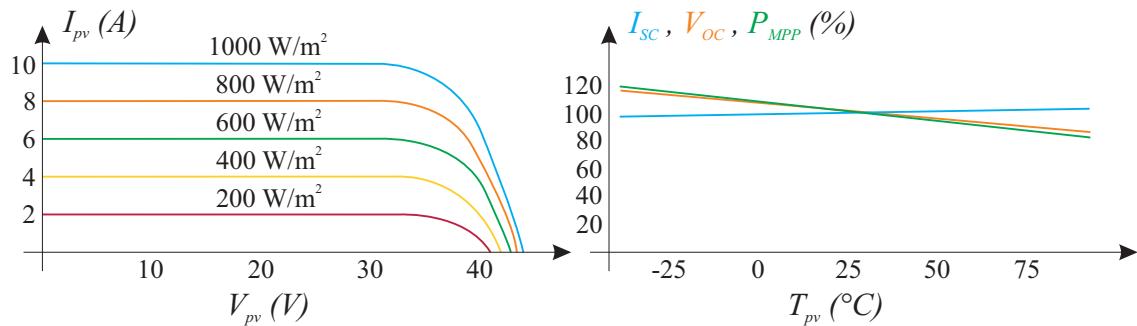
Fonte: Autor.

Os parâmetros indicados nos eixos são utilizados para descrever o painel e são fornecidas pelo fabricante do produto juntamente com a curva na folha de dados. I_{SC} representa a corrente de curto circuito, ou seja, o valor máximo de corrente gerada pelo painel. V_{OC} descreve a tensão de circuito aberto do arranjo, ou a máxima tensão nos terminais do painel quando nenhuma carga está conectada ao mesmo. O ponto de máxima potência, ou MPP representa o ponto na curva $I_{PV} \times V_{PV}$ onde a máxima potência é gerada. I_{MPP} , V_{MPP} e P_{MPP} representam a corrente, tensão e potência do painel neste ponto, respectivamente. Para cada condição climática só existe um ponto na curva onde a máxima potência pode ser atingida (BARRETO, 2014).

A quantidade de energia gerada pelo painel depende da irradiação solar e da temperatura, que por sua vez dependem fortemente da localização do sistema, da instalação e das condições climáticas (MIRA; KNOTT; ANDERSEN, 2016). A Figura 11 apresenta as variações de tensão, corrente e potência de um painel fotovoltaico para diferentes valores de irradiação e temperatura. Como pode ser observado, a potência disponível é diretamente proporcional à irradiação solar e inversamente proporcional à temperatura do painel.

Para maximizar a captação de energia, algoritmos chamados rastreadores do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*) devem ser usados para ajustar o sistema às condições ambientais (ZHANG; MA, 2015). Estes sistemas operam conforme o teorema da máxima transferência de potência, ajustando os parâmetros do conversor

Figura 11 – Variação das características de um painel fotovoltaico em diferentes irradiâncias e temperaturas de operação.



Fonte: Adaptado de LG ELECTRONICS (2017).

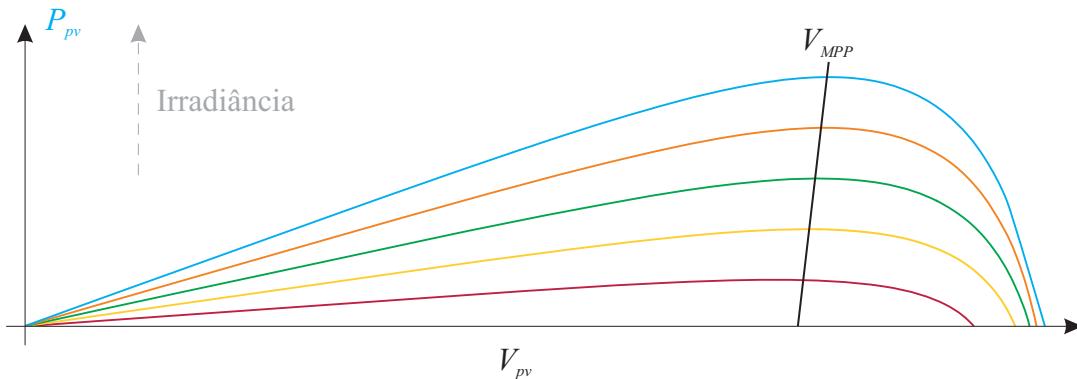
estático conectado à saída do painel fotovoltaico de forma a obter o ponto de máxima potência e, assim, transferir a máxima potência disponível no painel para a saída do conversor (BARRETO, 2014).

Diferentes técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência foram propostas ao longo dos anos, com destaque para os métodos da tensão constante, perturbação e observação e condutância incremental (AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2010). Os detalhes de cada uma destas técnicas serão apresentados nas próximas subseções.

2.2.1 MPPT por Tensão Constante

O método da Tensão Constante se baseia no fato do painel fotovoltaico apresentar uma relação praticamente linear e constante entre sua tensão de circuito aberto V_{OC} e sua tensão no ponto de máxima potência V_{MPP} , conforme ilustrado na Figura 12.

Figura 12 – Variação da tensão do ponto de máxima potência V_{MPP} para diferentes irradiâncias.



Fonte: Adaptado de Celani (2013).

Em sistemas que utilizam este método, o painel é periodicamente desconectado do sistema e sua tensão de circuito aberto amostrada. Aplicando a relação dada em (1), obtém-se o

valor de V_{MPP} para as condições ambientais do momento (IMHOFF, 2007). A tensão de operação do painel é então comparada com V_{MPP} e o resultado é utilizado para aumentar ou diminuir a potência processada pelo conversor estático, de forma a manter a tensão de operação do painel constante em V_{MPP} .

$$V_{MPP} = k \cdot V_{OC} \quad (1)$$

A pequena variação de V_{MPP} em função da irradiância resulta em erros de regime permanente. Quando o painel fotovoltaico é exposto a variações de temperatura, esse erro é acentuado devido à grande variação da tensão (AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2010). Além disso, interruptores são necessários para realizar a desconexão do painel, aumentando o custo do sistema e acarretando em faltas momentâneas de energia (IMHOFF, 2007).

Em aplicações específicas de baixo custo, como circuitos integrados que realizam a recarga de baterias de baixa potência, uma variação deste método é bastante utilizada. Nela, o painel não é desconectado do circuito, sendo sua tensão de operação adquirida e comparada com um valor de referência predeterminado (tipicamente o valor de V_{MPP} informado pelo fabricante ou obtido através de ensaios experimentais) (CELANI, 2013). Segundo LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION (2010), o erro em regime permanente resultante de uma tensão de referência constante pode ser mitigado monitorando a temperatura do painel e ajustando a referência de tensão.

2.2.2 MPPT por Perturbação e Observação

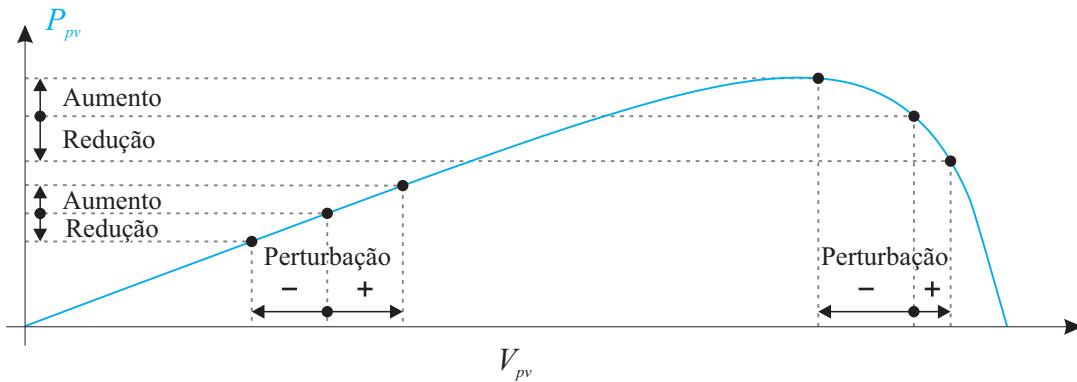
O método da Perturbação e Observação (P&O) é o mais utilizado em sistemas fotovoltaicos devido a sua simplicidade e desempenho satisfatório (BARRETO, 2014; AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2010).

O algoritmo P&O é baseado no cálculo da potência de saída do painel (através da medição de sua tensão e corrente de operação). Uma perturbação é inserida na potência drenada do painel (através da alteração de sua tensão ou corrente de operação, dependendo da estratégia utilizada) e a resposta do sistema é comparada com a potência calculada no ciclo anterior (ABDOURRAZIQ; OUASSAID; MAAROUFI, 2014; SAXENA; SINGH; VYAS, 2017b). De acordo com esta resposta, a tensão ou corrente do painel é ajustada de forma a alcançar o valor de máxima potência.

Na Figura 13 é apresentada a resposta da potência de um painel fotovoltaico genérico para perturbações na sua tensão de operação. Se uma perturbação positiva resulta em acréscimo positivo de potência fornecida pelo painel, o sistema está convergindo para o ponto de máxima potência. Assim, o sentido da perturbação deve ser mantido. Caso contrário, inverte-se o sentido da perturbação (BARRETO, 2014). Como consequência da constante alteração do ponto de operação do sistema pelo algoritmo P&O, este método apresenta oscilações em torno do ponto

de máxima potência. Este efeito pode ser minimizado reduzindo a intensidade das perturbações à medida que o sistema se aproxima do ponto de máxima potência (AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2010).

Figura 13 – Variação da potência do painel para perturbações na tensão.

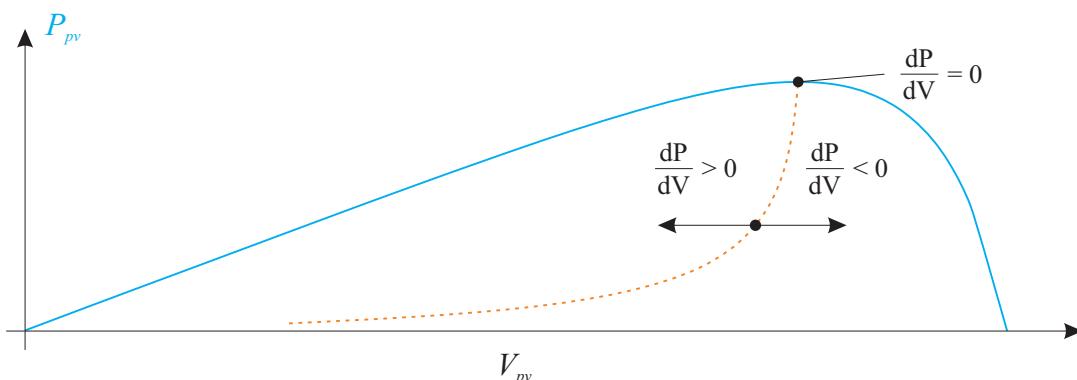


Fonte: Adaptado de Barreto (2014).

2.2.3 MPPT por Condutância Incremental

A técnica da condutância incremental, proposta por Hussein (1995), baseia-se na curva potência vs. tensão do painel fotovoltaico. Através da medição dos valores de tensão e corrente do painel, calcula-se a derivada da curva e, com isso, pode-se determinar em qual lado do ponto de máxima potência o sistema está operando, conforme apresentado na Figura 14 (SEGUEL, 2009).

Figura 14 – Derivada da curva de potência de um painel fotovoltaico genérico.



Fonte: Adaptado de Seguel (2009).

Este algoritmo permite determinar quando o sistema opera no ponto de máxima potência (derivada da curva igual à zero) e, assim, evita oscilações pois nenhuma modificação no ponto de operação do sistema se faz necessária uma vez que esta condição é atingida.

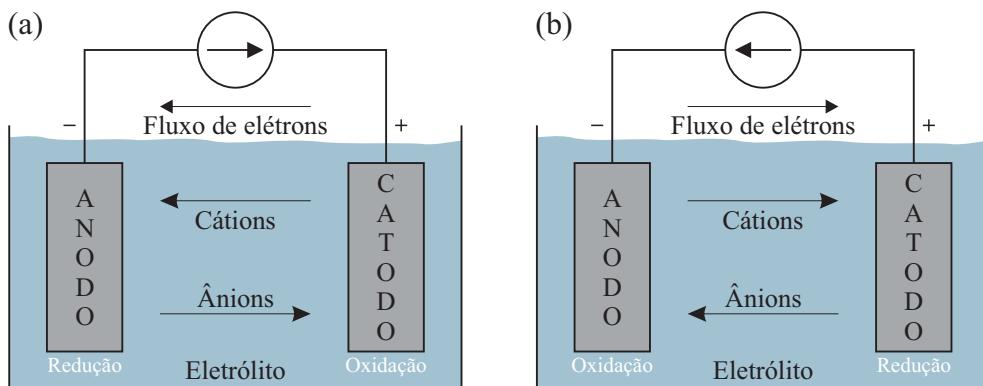
2.3 BATERIAS PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS

Baterias recarregáveis são dispositivos eletroquímicos que permitem a conversão reversível de energia química para elétrica. Durante o carregamento, energia elétrica é convertida e armazenada na forma de energia química. Durante a descarga, o acumulador funciona como um gerador, convertendo energia química em elétrica (MARS et al., 2017).

Uma bateria recarregável é constituída de uma ou mais células eletroquímicas com conexões externas para fornecer energia elétrica a qualquer dispositivo (MARS et al., 2017). O diagrama básico de uma célula recarregável é apresentado na Figura 15. Cada célula em si é composta de (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009):

- Eletrodo positivo (catodo) que aceita elétrons e pelo qual a corrente flui para um dispositivo elétrico polarizado;
- Eletrodo negativo (anodo) que fornece elétrons e pelo qual a corrente deixa um dispositivo elétrico polarizado;
- Uma substância (eletrólito) que permite a condução de elétrons entre o anodo e o catodo.

Figura 15 – Diagrama de uma célula recarregável durante os processos de carga (a) e descarga (b).



Fonte: Adaptado de Engelke (2013).

Os valores de tensão, corrente e capacidade desejados são obtidos através do arranjo em série e paralelo de diferentes células (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

Para realizar a recarga das células de uma bateria, inúmeros métodos são utilizados. A escolha do método para cada aplicação depende de fatores como a composição da bateria, a quantidade de energia disponível instantaneamente para a recarga e a temperatura ambiente. Em aplicações onde a bateria é carregada a partir de fontes constantes, o carregamento geralmente é feito pelo método da corrente constante e tensão constante (PALMIRO; RAYUDU; FORD, 2015).

Neste método, uma corrente constante é aplicada aos terminais da bateria até que sua tensão atinja um valor nominal predeterminado. A partir deste ponto, o sistema passa a manter constante a tensão dos terminais e monitorar a corrente. Quando a corrente de carga diminui até um certo valor predeterminado, o processo de carga é interrompido e a bateria é considerada totalmente carregada (BANDEIRA, 2018).

Em aplicações solares, devido à natureza da fonte, a corrente de carga não é constante. Entretanto, os efeitos da variação da corrente de carga na vida útil da bateria são desprezíveis (PALMIRO; RAYUDU; FORD, 2015).

Do ponto de vista técnico, algumas das características mais importantes de uma bateria utilizada em sistemas autônomos são (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009; IMHOFF, 2007):

- Vida útil: Definida em função do número de ciclos, profundidade de descarga e temperatura de operação, a vida útil de uma bateria é um fator primordial em sistemas autônomos, visto que baterias possuem vida útil muito inferior aos demais componentes do sistema autônomo;
- Profundidade de descarga: Baterias geralmente não são totalmente descarregadas a fim de evitar a deterioração de seus componentes. Assim, para maximizar a vida útil da bateria, parte da energia disponível nunca é utilizada. O percentual da capacidade total que pode ser utilizado sem causar danos ao dispositivo é chamado de profundidade de descarga;
- Temperatura de operação: Cada tecnologia de célula apresenta uma faixa de temperatura ideal para sua operação. Alguns tipos operam melhor em ambientes frios enquanto outros necessitam de altas temperaturas para manter o estado de seus componentes internos;
- Eficiência: As conversões de energia durante as reações eletroquímicas apresentam perdas, tanto no processo de carga quanto no de descarga. Isto reduz a quantidade de energia que pode ser armazenada na célula e transferida para a carga;
- Auto-descarga: Alguns tipos de células bateria não retém sua carga quando armazenadas por longos períodos, reduzindo a quantidade de energia disponível quando necessária;
- Densidade de energia: Cada tecnologia de célula recarregável apresenta uma relação peso/potência distinta. Baterias com menor densidade de energia ocupam um volume maior e exigem estruturas de fixação mais robustas e, são, portanto, mais onerosas.

Além disso, o impacto ambiental dos sistemas de armazenamento é uma preocupação cada vez mais presente na sociedade. Materiais como chumbo, cádmio e níquel, amplamente

utilizados na fabricação de células recarregáveis, são altamente tóxicos (BANDEIRA, 2018). Legislações ambientais regulamentam os métodos de descarte adequados dessas baterias. Assim, custos associados à destinação correta das baterias usadas em sistemas autônomos também devem ser considerados.

Com relação à vida útil e profundidade de descarga de uma célula recarregável, estes fatores estão intimamente ligados devido a um fenômeno presente em alguns tipos de células denominado efeito memória.

De acordo com Sato, Takeuchi e Kobayakawa (2001), o efeito memória em células recarregáveis pode ser descrito como uma aparente redução de sua capacidade devido a padrões repetitivos de uso. Se, por exemplo, uma célula suscetível a este efeito (como as baseadas em níquel, por exemplo) é repetidamente descarregada até 50% de sua capacidade, com o tempo, os 50% restantes passam a ser inutilizáveis devido à degradação dos componentes internos da célula.

Em sistemas onde periodicamente ocorrem descargas profundas das células, este efeito pode ser minimizado. Entretanto, em sistemas autônomos de iluminação, deve-se utilizar baterias que não sofram desse efeito, visto que padrões repetitivos de descarga podem ocorrer ao longo do ano e descargas profundas programadas podem comprometer a autonomia do sistema (BANDEIRA, 2018).

Além disso, para maximizar a vida útil da bateria, é recomendado evitar descargas maiores que 90% da capacidade, sobrecargas e sobreaquecimentos (PALMIRO; RAYUDU; FORD, 2015). Geralmente, descarregar uma bateria completamente ou operá-la em elevadas temperaturas acarreta uma diminuição na sua vida útil (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

Usualmente, utilizam-se sistemas de controle e condicionamento de potência (CPCS, do inglês *Control and Power Conditioning System*) em bancos de baterias. Esses sistemas interligam a bateria e as cargas, regulando os ciclos de carga e descarga, correntes de carga e temperaturas de operação. O custo desse sistema é alto e pode representar mais de 25% do custo total do sistema de armazenamento (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

Ainda, certas tecnologias de baterias, como as baseadas em lítio, apresentam tolerâncias mais rígidas com relação a seus parâmetros elétricos (mais detalhes a seguir). Assim, o uso de um sistema de gerenciamento de bateria (BMS , do inglês *battery management system*) se faz necessário mesmo quando baterias de baixa capacidade são utilizadas (MARS et al., 2017). Isto faz com que o custo do sistema de armazenamento também aumente.

Dentre as baterias tipicamente utilizadas, destacam-se as de chumbo-ácido, níquel-cádmio, níquel-hidreto metálico e de lítio. As próximas subseções apresentam as principais características dos diferentes tipos de baterias recarregáveis analisadas do ponto de vista das características anteriormente citadas.

2.3.1 Baterias de Chumbo-ácido - PbSO₄

Dentre estes tipos de baterias, a tecnologia mais antiga e madura é a de chumbo-ácido (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009; HAMEER; NIEKERK, 2015).

Células recarregáveis deste tipo são compostas de um catodo de dióxido de chumbo (PbO₂) e um anodo de chumbo metálico, imersos em um eletrólito de ácido sulfúrico (H₂SO₄) (HAMEER; NIEKERK, 2015). Seus processos de carga e descarga são essencialmente reversíveis pois seus componentes internos não sofrem deterioração química (MARS et al., 2017). Por este motivo, não são suscetíveis ao efeito memória.

Baterias de chumbo-ácido apresentam baixo custo e são de fácil operação, funcionando de forma confiável em uma ampla faixa de temperaturas (-5 à 40 °C) (HAMEER; NIEKERK, 2015; MARS et al., 2017). Entretanto, a cada 10-15 °F (5,5-8,25 °C) acima de 70 °C, sua vida útil reduz pela metade (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

Apresentam eficiência típica de 72-78%, vida útil de 1000-2000 ciclos de carga/descarga (considerando uma profundidade de descarga de 70%) e uma taxa de auto-descarga de 2-5% por mês (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

A principal desvantagem desta tecnologia é sua baixa densidade de energia (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Baterias de chumbo-ácido são geralmente pesadas e volumosas, necessitando de uma infraestrutura mais robusta. A Figura 16 apresenta uma bateria de chumbo-ácido de 12 V e 30 Ah. Este modelo tem dimensões 175x175x175 mm (CxLxA) e pesa 9,7 kg. Uma bateria de lítio-ferro-fosfato LiFePO₄ de mesma tensão e capacidade, tem dimensões 180x76x168 mm (CxLxA) e pesa 3,44 kg (POWER TECH SYSTEMS, 2021).

Figura 16 – Exemplo de bateria de chumbo-ácido de 12 V e 30 Ah



Fonte: UNIPOWER (2014).

2.3.2 Baterias de Níquel-cádmio - NiCd

Baterias de níquel-cádmio surgiram como alternativa às de chumbo-ácido, e, durante muito tempo foram consideradas a tecnologia padrão da indústria, tendo sido utilizadas princi-

palmente em dispositivos portáteis, como ferramentas elétricas, telefones celulares e *notebooks* (POULLIKKAS, 2013).

Células de NiCd têm estrutura física semelhante às de chumbo-ácido, entretanto são compostas de um catodo de hidróxido óxido de níquel (NiO(OH)), um anodo de cádmio metálico e um eletrólito de hidróxido de potássio (KOH) (HAMEER; NIEKERK, 2015).

Apesar de possuir uma densidade de energia maior do que as baterias de chumbo-ácido, seu custo inicial também é mais alto (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Porém, células de NiCd geralmente oferecem uma longa vida útil (3000 ciclos considerando uma profundidade de descarga de 100%), garantindo um alto grau de economia (MARS et al., 2017).

Baterias desta tecnologia podem fornecer correntes extremamente altas e podem ser recarregadas rapidamente (MARS et al., 2017). Além disso, podem operar em uma faixa de temperatura maior do que as de chumbo-ácido (-40 à 50 °C), sendo utilizadas principalmente em localidades de temperaturas baixas (IMHOFF, 2007). Contudo, as maiores limitações desta tecnologia para sua inserção em sistemas fotovoltaicos autônomos são suas elevadas taxas de auto-descarga (5-20% ao mês) e a susceptibilidade ao efeito memória (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

Além disso, os componentes das células contêm metais pesados extremamente tóxicos, tornando o processo de fabricação e descarte mais complexo e custoso (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

2.3.3 Baterias de Níquel-hidreto metálico - NiMH

Baterias de níquel-hidreto metálico são uma evolução das baterias de NiCd. Nas células de NiMH, hidrogênio é utilizado no lugar do cádmio, tornando-a menos danosa ao meio ambiente (TAVARES, 2009).

Uma bateria de NiMH pode ter de duas a três vezes a capacidade de uma de NiCd de mesmo tamanho e sua densidade de potência pode ser próxima a de uma de íons de lítio (MARS et al., 2017).

Entretanto, assim como as células de NiCd, células de NiMH sofrem com altas taxas de auto-descarga e principalmente com o efeito memória, embora este último se manifeste de forma menos acentuada nesse tipo de bateria (BANDEIRA, 2018).

2.3.4 Baterias de Lítio

Atualmente, baterias de lítio são consideradas a tecnologia padrão em termos de armazenamento de energia com alto rendimento. Além disso, possuem o maior potencial para desenvolvimento futuro e otimização (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

Células de lítio são constituídas de um catodo composto de cobre sob o qual é depositado óxido de lítio metálico (pode conter outros materiais) e um anodo de grafite arranjados em camadas sobrepostas separadas por uma camada de polietileno, similar a um capacitor eletrolítico (MARS et al., 2017). O eletrólito é composto de sais de lítio dissolvidos em carbonatos orgânicos (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Diversos tipos de baterias baseadas em lítio estão disponíveis no mercado, como (BATTERY UNIVERSITY, 2021):

- Óxido de lítio-cobalto (LiCoO_2) - LCO;
- Óxido de lítio-manganês (LiMn_2O_4) - LMO;
- Óxido de lítio-níquel-manganês-cobalto (LiNiMnCoO_2) - NMC;
- Fosfato de lítio-ferro (LiFePO_4) - LFP;
- Óxido de lítio-níquel-cobalto-alumínio (LiNiCoAlO_2) - NCA;
- Titanato de lítio (Li_2TiO_3) - LTO.

Comparando diferentes tecnologias de baterias, as de íons de lítio apresentam múltiplas vantagens sobre suas concorrentes (PALMIRO; RAYUDU; FORD, 2015). Parâmetros como eficiência e vida útil de baterias de lítio dependem da composição específica de cada tipo, contudo, de modo geral, apresentam uma eficiência próxima a 100%, longa vida útil (3000 ciclos considerando uma profundidade de descarga de 80%), alta densidade de potência (90-190 Wh/kg), não apresenta efeito memória e têm taxas de auto-descarga insignificantes. Seu custo, porém, é mais elevado do que outras tecnologias devido principalmente à complexidade de produção causada pelos circuitos adicionais de proteção (BATTERY UNIVERSITY, 2021; PALMIRO; RAYUDU; FORD, 2015; DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).

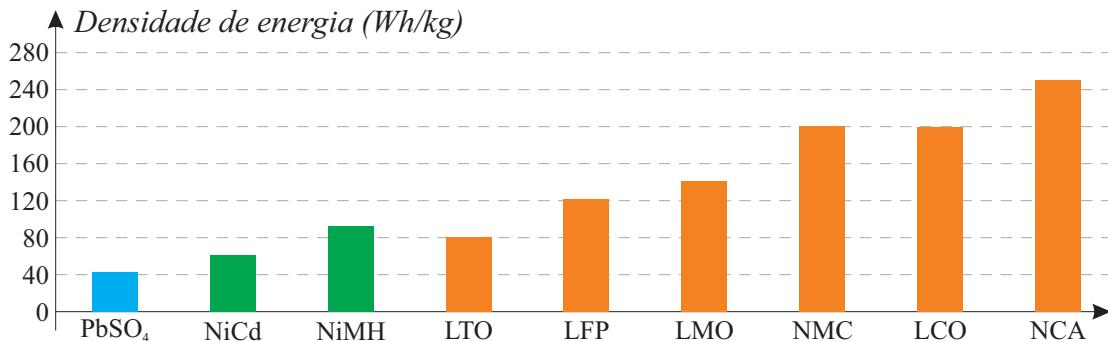
Outras desvantagens das baterias de lítio são a necessidade de um controle preciso de tensão, a fim de evitar danos às células e o efeito degradante que descargas profundas têm em sua vida útil (TAVARES, 2009; DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Além disso, baixas temperaturas ambientais e altas correntes de descarga ocasionam perda de capacidade (PALMIRO; RAYUDU; FORD, 2015).

A Figura 17 apresenta um comparativo da densidade de potência das baterias de chumbo-ácido, níquel e dos diferentes tipos de lítio.

2.3.5 Outros tipos de Baterias

Além das tecnologias citadas, outros tipos de baterias foram e continuam sendo objetos de estudo para aplicações que necessitam de armazenamento de energia. Destacam-se:

Figura 17 – Densidade de potência de diferentes tipos de baterias.



Fonte: Adaptado de Cadex (2021).

- Baterias de sódio-enxofre: constituídas de enxofre fundido no eletrodo positivo e sódio fundido no negativo separados por um eletrólito cerâmico sólido. Têm elevada vida útil, alta eficiência e são produzidas a partir de materiais relativamente baratos (HAMEER; NIEKERK, 2015). Além disso, são muito menores que as de NiCd de mesma capacidade (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Entretanto, operam em temperaturas de 300 °C e requerem constante aquecimento para manter os sais fundidos do eletrólito (POULLIKKAS, 2013). Tais características de operação, aliados à natureza corrosiva dos componentes exigem elementos de proteção e contenção, fazendo com que esse tipo de célula seja viável apenas em aplicações de larga escala, como sistemas de armazenamento conectados à rede.
- Baterias de metal-ar: produzidas a partir de elementos metálicos amplamente disponíveis, apresentam baixo custo e alta densidade de energia (HAMEER; NIEKERK, 2015). Contudo, esse tipo de célula tem um processo de recarga complexo e ineficiente, vida útil reduzida (algumas centenas de ciclos) e eficiências na faixa de 50% (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009).
- Baterias de fluxo: neste tipo de célula, dois eletrólitos líquidos são armazenados em tanques isolados e combinados apenas quando a energia é requerida (POULLIKKAS, 2013). Assim, pode-se armazenar energia por longos períodos devido à inexistência de auto-descarga (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). A maior desvantagem dessas baterias é o alto custo de implementação e operação associados com os processos químicos que envolvem sistemas de bombas, controles de fluxo e armazenamento externo (DIVYA; ØSTERGAARD, 2009). Além disso, apresentam densidade de potência menor do que outros tipos de células (POULLIKKAS, 2013).

2.4 DIODOS EMISSORES DE LUZ

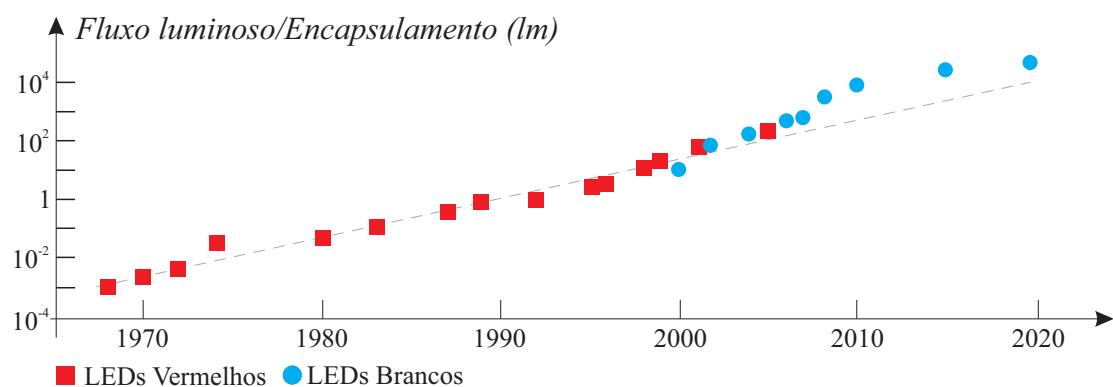
Os primeiros LEDs foram desenvolvidos por volta da década de 60, voltados inicialmente à aplicações de iluminação indicativa, como dispositivos sinalizadores em painéis e equipamentos elétricos e eletrônicos. Com o avanço das pesquisas, tanto em tecnologia dos materiais quanto em processos de fabricação, desenvolveram-se dispositivos mais potentes e com maior eficácia, permitindo a sua utilização como método de iluminação decorativa (PINTO, 2012).

No final da década de 90 foram introduzidos no mercado os primeiros LEDs brancos de potência, incentivando a aplicação de LEDs em sistemas de iluminação. Surge, assim, o conceito de iluminação semicondutora ou iluminação de estado sólido (BENDER, 2012).

Este termo abrange todos os dispositivos capazes de emitir fótons a partir de materiais sólidos, especialmente os semicondutores, através do efeito da eletroluminescência (conversão direta de energia elétrica em energia luminosa (WEISBUCH, 2018)), como os LEDs e os diodos orgânicos emissores de luz (OLEDs, do inglês *Organic Light Emitting Diodes*) (BENDER; MARCHESAN; ALONSO, 2015).

Uma característica que ajuda a ilustrar o domínio dos LEDs no mercado atual da iluminação é o aumento acelerado da quantidade de luz obtida a partir de uma única pastilha semicondutora (WEISBUCH, 2018). A Figura 18 ilustra esta evolução, tanto para LEDs vermelhos quanto para os de luz branca. A linha tracejada representa a tendência desta evolução, maior que 20x por década.

Figura 18 – Evolução do fluxo luminoso de LEDs vermelhos e brancos.



Fonte: Adaptado de Weisbuch (2018).

A relação entre a quantidade de luz obtida e a potência elétrica consumida por uma fonte de luz é chamada de eficiácia luminosa. No caso dos LEDs, a eficiácia tem dobrado a cada 36 meses. Esse efeito é chamado de Lei de Haitz (WEISBUCH, 2018). Contudo, previsões para o futuro da tecnologia indicam uma estagnação da eficiácia de LEDs brancos baseados em fósforo na casa dos 250 lm/W ainda nesta década (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2020). Atualmente, pode-se encontrar no mercado LEDs baseados em fósforo com eficiácia

luminosa maior que 240 lm/W (EVERLIGHT, 2017). Para continuar a tendência de aumento de eficácia, estuda-se a utilização de LEDs de múltiplas cores (*color mixed*) para obtenção de luz branca. Apesar de ainda menos eficazes que seus pares baseados em fósforo, espera-se que esta tecnologia supere os 300 lm/W na próxima década (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2020).

2.4.1 Princípio de Funcionamento

Assim como as células fotovoltaicas, LEDs são formados a partir de uma junção PN composta de materiais semicondutores aos quais são adicionadas impurezas de forma a manipular seu comportamento (PINTO, 2012). Enquanto em uma célula fotovoltaica os fótons são absorvidos pela junção e convertidos em energia elétrica, em um LED o processo reverso é realizado.

Quando a junção é diretamente polarizada, um processo de recombinação de portadores ocorre, no qual lacunas e elétrons presentes inicialmente nos lados P e N, respectivamente, se movimentam em direção ao mesmo porto. Durante esta recombinação, os elétrons que adquiriram energia ao transpor a região de depleção passam a um estado de menor energia (banda de valência) (BENDER, 2012).

A energia excedente é convertida em fótons (recombinação radiativa) e calor (recombinação não radiativa) (BENDER; MARCHESAN; ALONSO, 2015). A eficácia do LED é determinada, principalmente, através da proporção entre a energia convertida em luz e a perdida na forma de calor.

A tonalidade da luz obtida é definida pelos materiais utilizados na fabricação do dispositivo, como gálio, alumínio, fósforo, índio e nitrogênio (cores como vermelho, laranja e amarelo são obtidos com compostos AlGaInP, enquanto cores como verde e tons de azul são obtidos com InGaN) (PINTO, 2012).

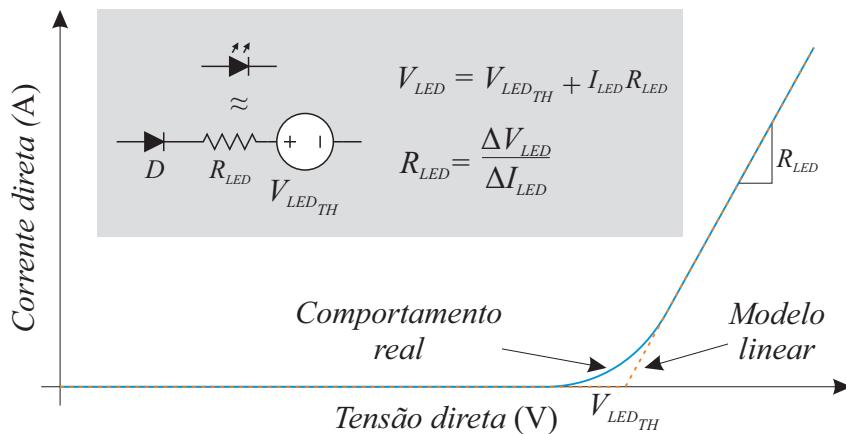
No caso dos LEDs utilizados em sistemas de iluminação, os diferentes comprimentos de onda que constituem a chamada luz branca podem ser obtidos de duas maneiras: utilizando emissores vermelhos, verdes e azuis (LEDs RGB, do inglês *red, green and blue*) e combinando suas saídas ou utilizando LEDs azuis (ou na faixa do violeta) recobertos por uma camada de fósforo a fim de alterar o espectro de saída, similar ao princípio de funcionamento das lâmpadas fluorescentes (PINTO, 2012; BENDER, 2012; BENDER; MARCHESAN; ALONSO, 2015). Assim como em todos os processos físicos, a camada de fósforo contém não-idealidades, o que aumenta a parcela de energia perdida na forma de calor (BENDER; MARCHESAN; ALONSO, 2015).

2.4.2 Modelo Linear

Em termos de modelos matemáticos que descrevam o comportamento do LED, sua representação pode ser feita através de uma única resistência equivalente, desde que um único ponto de operação seja considerado (PINTO, 2012). Entretanto, para sistemas nos quais o ponto de operação não é fixo, ou quando se deseja uma análise da resposta dinâmica do LED, este modelo não reflete de forma satisfatória o comportamento real.

Como alternativa, pode-se utilizar o modelo linear simplificado, apresentado juntamente com a curva real de um LED na Figura 19. Como pode ser observado, a curva real é similar à de um diodo convencional, com um comportamento exponencial. Entretanto, LEDs apresentam resistências parasitas mais significativas (PINTO, 2012).

Figura 19 – Representação gráfica da curva característica e do modelo linear de um LED.



Fonte: Adaptado de Bender, Marchesan e Alonso (2015).

Assim, neste modelo, o diodo D (considerado ideal) tem o propósito de garantir o fluxo unidirecional de elétrons. A fonte de tensão $V_{LED_{TH}}$ representa a tensão limiar do LED e a resistência dinâmica R_{LED} representa as variações de corrente que surgem nos terminais do LED devido às variações na sua tensão (PINTO, 2012).

Este mesmo modelo é aplicável em sistemas de maior potência, onde arranjos de LEDs em série e/ou paralelo são utilizados como carga. Nestes casos, cada LED pode ser modelado individualmente e, através da análise do circuito equivalente, pode-se obter o modelo geral ou pode-se modelar diretamente a carga, obtendo-se os valores de tensão limiar e resistência do arranjo de LEDs.

2.5 CONVERSORES ESTÁTICOS PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS

O tempo limitado que se dispõe para gerar a energia consumida durante períodos sem incidência solar, faz com que a conversão eficiente da energia gerada seja um aspecto crítico em

aplicações de energia solar.

Enquanto técnicas MPPT otimizam a eficiência do painel solar durante períodos de pouca iluminação, a eficiência de conversores estáticos diminui quando a potência de entrada é baixa, levando a uma degradação da eficiência global do sistema (CELANI, 2013). Assim, o processamento de energia nos sistemas autônomos de iluminação deve manter um alto rendimento em uma ampla faixa de potências para maximizar sua autonomia.

Nesta seção, os diferentes arranjos de conversores estáticos utilizados para a interconexão da fonte fotovoltaica, baterias e carga LED são descritos.

2.5.1 Conversores Independentes

A forma mais intuitiva de interligar fonte geradora, bateria e carga LED em luminárias autônomas consiste na utilização de conversores independentes arranjados em cascata, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 20.

Figura 20 – Diagrama de blocos de um sistema autônomo de iluminação baseado em conversores independentes.



Fonte: Autor.

Esta configuração é a mais comum em soluções comerciais e também na literatura, tendo sido publicada tanto para sistemas de iluminação de estado sólido (HUA; KU, 2005; HUANG et al., 2010; AI; LIU; WANG, 2010; DALLA COSTA et al., 2010) quanto para sistemas baseados em lâmpadas HID (CHIU et al., 2011).

Neste arranjo, o carregamento do banco de baterias e a alimentação do LED podem ser feitos de maneira independente, e, inclusive, simultânea. Assim, esta configuração pode ser implementada tanto em sistemas de iluminação exterior quanto interior, onde a geração fotovoltaica e o consumo pela carga LED ocorrem simultaneamente (FEMIA; ZAMBONI, 2012).

Além disso, o uso de conversores distintos para cada uma das funções garante modularidade ao sistema, visto que um aumento do banco de baterias, por exemplo, implica apenas na utilização de um carregador de maior potência, não sendo necessárias mudanças no estágio de alimentação dos LEDs.

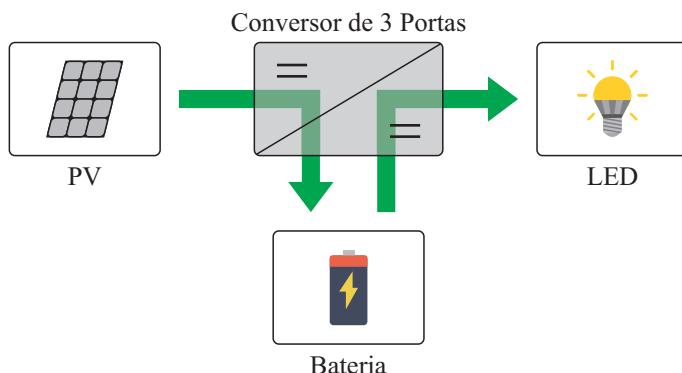
Ainda, a independência permite que cada conversor opere na sua faixa ótima de rendimento. Usualmente, o carregador de baterias tem potência maior do que o *driver* de LED (BANDEIRA, 2018). Assim, em arranjos dependentes, como sistemas de três portas e bidirecionais, o conversor opera abaixo de sua capacidade máxima no modo *driver*.

Em termos das desvantagens desta configuração, pode-se citar a necessidade de um grande número de componentes, o que aumenta o seu custo de implementação e diminui sua confiabilidade. Além disso, quando utilizados em sistemas de iluminação exterior, há uma subutilização dos recursos visto que ambos os conversores não operam simultaneamente.

2.5.2 Conversores de Três Portas

Como o nome implica, conversores de três portas apresentam três entradas/saídas para interconexão com os componentes do sistema autônomo. O diagrama de blocos básico desta topologia é apresentado na Figura 21.

Figura 21 – Diagrama de blocos de um sistema autônomo de iluminação baseado em um conversor de três portas.



Fonte: Autor.

Este arranjo reduz a subutilização do circuito quando comparado com os circuitos de estágios independentes visto que a maior parte dos componentes é utilizada em ambos os modos de operação.

A capacidade de operar como carregador de baterias e *driver* de LED de forma simultânea depende da exata configuração do circuito. Em Hu et al. (2015) e Mira, Knott e Andersen (2016), conversores de três portas capazes de realizar a carga do banco de baterias e alimentar a carga de forma simultânea são propostos.

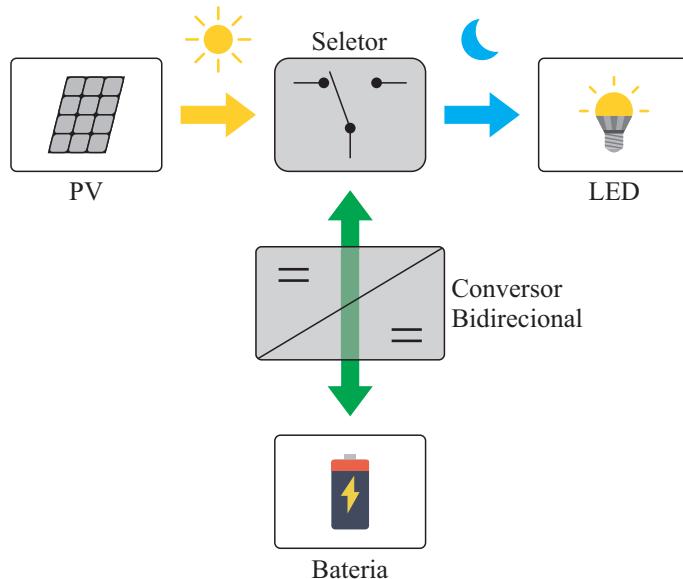
Contudo, em ambos os casos, os conversores apresentam um elevado número de interruptores e elementos magnéticos, o que aumenta o custo e volume dos protótipos.

2.5.3 Conversores Bidirecionais

A fim de maximizar a utilização dos elementos do conversor e reduzir o número de componentes do sistema, pode-se empregar topologias baseadas em conversores bidirecionais. O

diagrama de blocos de um sistema autônomo de iluminação baseado em um conversor bidirecional é apresentado na Figura 22.

Figura 22 – Diagrama de blocos de um sistema autônomo de iluminação baseado em um conversor bidirecional e chave seletora.



Fonte: Autor.

Neste arranjo, um único conversor é responsável tanto pela recarga da bateria quanto pela alimentação da carga. Um elemento seletor conecta uma das portas do conversor com o painel fotovoltaico ou a carga de forma alternada. Assim, obtém-se uma solução com reduzido número de componentes às custas da habilidade de se realizar a recarga da bateria e alimentação da carga de forma simultânea.

Esta topologia é bastante consolidada, tendo sido analisada tanto em sistemas fotovoltaicos autônomos genéricos para realizar a interconexão de dois barramentos CCs quanto em sistemas de iluminação autônomos.

Em Rosembach (2004), um conversor buck/boost bidirecional com quatro interruptores é utilizado para carregar e descarregar um banco de baterias a partir de um barramento CC. Neste trabalho pressupõe-se que o barramento CC provém de arranjos fotovoltaicos. Contudo, a topologia proposta não realiza nenhuma tarefa relacionada à geração de energia, como o rastreamento do ponto de máxima potência, por exemplo.

Já Wu, Chang e Wu (1999) propõem um sistema de iluminação autônomo baseado em energia solar fotovoltaica e lâmpadas fluorescentes. Uma análise detalhada de diferentes circuitos bidirecionais é apresentada. Devido à necessidade de se fornecer uma corrente alternada a este tipo de lâmpada, os conversores bidirecionais são utilizados para controlar a carga e a descarga da bateria, enquanto um estágio inversor é adicionado em paralelo com o arranjo fotovoltaico.

Como solução para o número elevado de semicondutores necessários devido à adição

de um segundo estágio de processamento de energia, os autores analisam a possibilidade da integração dos interruptores nas diversas topologias analisadas. Contudo, as limitações impostas pelo compartilhamento dos interruptores entre os dois estágios penalizam o desempenho do sistema, tornando a faixa de tensões e correntes de operação bastante limitada.

Em Wang et al. (2018), propõe-se um sistema autônomo de iluminação LED baseado no conversor Ćuk bidirecional. Para realizar o controle do fluxo de potência, um relé eletromecânico conecta uma das portas do circuito com o LED ou o painel solar alternadamente. Apesar do reduzido número de componentes quando comparado às topologias de três portas e com conversores independentes, a presença de partes móveis compromete a durabilidade do circuito.

A transferência simultânea de potência do arranjo fotovoltaico para a bateria e carga pode ser obtida com esse tipo de topologia. Contudo, esta não é uma tarefa trivial. Em Zhang e Ma (2015), um sistema de estágio único capaz de carregar um banco de baterias e alimentar uma carga LED no período diurno é demonstrado.

Através da rápida segmentação do período de chaveamento, a conexão entre o painel fotovoltaico e o LED é alternada em alta frequência, fazendo com que ambas as funcionalidades do circuito possam ser obtidas de forma pseudossimultânea. Apesar de não apresentar *flicker* visível no LED, estas desconexões em alta frequência demandam a utilização de interruptores de estado sólido. Assim, além de requerer um sistema de controle mais complexo, essa solução apresenta um elevado número de semicondutores, sendo classificada pelos autores como viável apenas em sistemas integrados de baixa potência.

As diferentes faixas de potência em que o conversor opera em cada um dos modos faz com que sistemas baseados em conversores bidirecionais sofram penalidades em seu rendimento global. Entretanto, a manutenção do alto rendimento com potências menores que o valor nominal pode ser obtida através do uso de semicondutores GaN. Conforme demonstrado por Lidow et al. (2014), conversores clássicos como buck ou boost implementados com GaN apresentam curvas de rendimentos mais constantes, mantendo alta eficiência em uma ampla faixa de potências.

Além disso, um projeto otimizado que conte com a forma simultânea ambas as funcionalidades do conversor e determine, além dos melhores valores dos componentes, o melhor ponto de operação também garante uma operação com alto rendimento.

2.6 SOLUÇÕES COMERCIAIS

Soluções comerciais para sistemas fotovoltaicos autônomos de iluminação estão disponíveis para uma ampla faixa de potências na forma de luminárias (ou postes) prontas para instalação. Exemplos destes produtos são apresentados na Figura 23.

Nesses sistemas, a autonomia nominal do sistema é calculada considerando 12 horas

Figura 23 – Luminárias autônomas comerciais.



Fonte: Adaptado de NeoSolar (2019).

diárias de operação como *driver* de LED e 12 horas como carregador de baterias. Como a localização geográfica da instalação não é considerada no dimensionamento do sistema, cabe ao consumidor final estimar a potência a ser instalada de forma que o sistema de iluminação atenda os requisitos de autonomia desejados.

Outras soluções encontradas no mercado envolvem o projeto do sistema para o local e aplicação específico ao qual se destina. Nesses casos, usualmente se utilizam estágios independentes para a carga do banco de baterias e alimentação dos LEDs, de forma a se atender os requisitos do cliente.

Um exemplo desse tipo de arranjo é o sistema de iluminação do Arco Metropolitano no Rio de Janeiro (Figura 24), inaugurado em 2014. Neste projeto, 4,3 mil luminárias autônomas foram distribuídas ao longo dos 72 km da via, a um custo de mais de 100 milhões de reais (LINS, 2016).

Figura 24 – Postes de iluminação do Arco Metropolitano no Rio de Janeiro.



Fonte: Lins (2016).

As luminárias deste projeto foram construídas com componentes comerciais disponíveis no mercado. Cada poste autônomo conta com 3 painéis fotovoltaicos de 250 Wp, um controlador de carga de 3 kW, 4 baterias de 240 Ah e uma luminária de 150 W, totalizando um custo de cerca de 23 mil reais por ponto de iluminação.

A implantação deste tipo de sistema autônomo de iluminação por parte de agências e órgãos governamentais tem aumentado nos últimos anos, principalmente em comunidades distantes dos grandes centros geradores de energia (THURSTON, 2019). Empresas como a Clear Blue Technologies se especializaram em suprir essa demanda de mercado, fornecendo projetos customizados de luminárias autônomas para cidades e municípios (THURSTON, 2019).

Além da fonte fotovoltaica e carga LED, outras funções podem ser agregadas ao projeto, como geração eólica e pontos de acesso WiFi/3G para fornecimento gratuito de internet à população (CLEAR BLUE TECHNOLOGIES, 2019). Exemplos destas luminárias são apresentados na Figura 25.

Figura 25 – Postes autônomos com geração solar e eólica.



Fonte: CLEAR BLUE TECHNOLOGIES (2019).

2.7 CONCLUSÕES

Em termos de fonte de energia para sistemas autônomos de iluminação, geradores fotovoltaicos são considerados a melhor opção dadas suas características como baixa necessidade de manutenção, escalabilidade, facilidade de implementação e disponibilidade em regiões remotas.

Contudo, sua característica intermitente faz com que um acumulador de energia seja necessário para suprir a carga durante a noite, período em que não há geração de energia. Dentre as tecnologias disponíveis, baterias de chumbo-ácido e lítio se destacam como as mais utilizadas. O primeiro tipo é barato e de fácil operação, ao custo de uma densidade de energia e vida útil menores. Já o segundo tipo apresenta maiores densidades de energia e vida útil, ao custo de um investimento maior e da necessidade de circuitos de controle e monitoramento mais sofisticados.

Com relação à fonte luminosa, LEDs são, atualmente, a tecnologia mais indicada para este tipo de aplicação pois de forma similar aos painéis fotovoltaicos, são robustos e modulares,

apresentam grande vida útil e sua característica de alimentação em corrente contínua torna a interconexão entre a fonte geradora, bateria e carga mais simples.

Apesar de existirem soluções comerciais prontas para este tipo de aplicação, seu custo é bastante elevado. Na maioria dos casos, um projeto de iluminação pública utilizando luminárias autônomas é concebido através da utilização de soluções comerciais independentes para a geração, armazenamento e consumo. Neste trabalho, propõe-se unificar os circuitos que interconectam estes elementos, de forma a obter um circuito de custo reduzido e elevada eficiência.

Ainda, a proposta deste trabalho de utilizar semicondutores de nitreto de gálio no estágio de conversão de potência agrega um gasto inicial mais elevado ao circuito, visto que esta nova tecnologia ainda tem um custo maior quando comparado aos MOSFETs de silício. Assim, a escolha de uma topologia que garanta a máxima utilização dos semicondutores durante a operação é vantajosa. Dessa forma, conversores bidirecionais são a melhor opção, visto que um número menor de interruptores é necessário e também que tais dispositivos são utilizados tanto durante o período de geração quanto durante o consumo, aproveitando ao máximo as vantagens da tecnologia GaN.

3 TRANSISTORES DE NITRETO DE GÁLIO

Este capítulo apresenta os transistores de nitreto de gálio, seu princípio de funcionamento, características distintas e o estado da arte da tecnologia em termos de dispositivos disponíveis comercialmente.

3.1 INTRODUÇÃO

O início do desenvolvimento de semicondutores baseados em nitreto de gálio se deu a partir da descoberta do efeito de alta mobilidade de elétrons, observado pela primeira vez em cristais de GaN em 1994 (KELLER et al., 2001). Na época, os primeiros progressos na fabricação de transistores GaN se concentraram em aplicações de radiofrequência (RF) (MISHRA; PARIKH; WU, 2002; PENGELLY et al., 2012). Dispositivos comerciais para este tipo de aplicação estão presentes no mercado desde o começo dos anos 2000 (MENEGHESSO et al., 2008; SANO et al., 2005). Transistores para esse segmento de mercado usualmente operam em sua região linear e são construídos a partir do crescimento de camadas semicondutores de GaN em substratos também constituídos de GaN (LIDOW et al., 2014).

Em 2005 desenvolveu-se o processo de crescimento de cristais de GaN em substratos de silício, possibilitando a utilização das ferramentas de produção já utilizadas na fabricação de semicondutores Si, reduzindo os custos associados e permitindo a fabricação de transistores GaN em larga escala (LIDOW et al., 2015; AMANO et al., 2018).

O primeiro transistor GaN desenvolvido especificamente para substituição dos MOSFETs de Si (transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor, do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) em aplicações de eletrônica de potência foi introduzido no mercado em 2009 pela empresa Efficient Power Conversion (LIDOW et al., 2014). No mesmo ano, desenvolveu-se o transistor GaN do tipo *cascode*, voltado especificamente para aplicações com tensões mais elevadas (MURPHY, 2009).

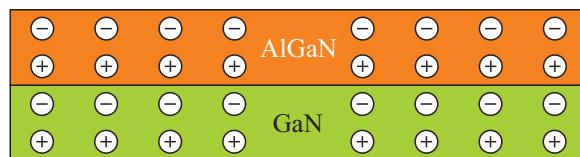
3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Existem, atualmente, três tipos de transistores GaN para aplicações em eletrônica de potência: depleção, intensificação e *cascode*. Os dois primeiros são análogos aos MOSFETs tradicionais de Si do tipo P e do tipo N, respectivamente. O terceiro tipo se constitui de uma topologia híbrida, pois agrega no mesmo encapsulamento um semicondutor de GaN de alta tensão (responsável pelo processamento de energia) e um MOSFET de silício de baixa tensão (responsável por controlar as comutações do dispositivo GaN).

Em todos os casos, o princípio de funcionamento do semicondutor GaN é baseado na característica de alta mobilidade de uma nuvem de elétrons bidimensional (2DEG, do inglês *two-dimensional electron gas*) (EFFICIENT POWER CONVERSION CORPORATION, 2014).

Devido às características piezoelétricas dos cristais de nitreto de gálio, um campo elétrico é gerado quando uma fina camada de AlGaN é depositada sobre um substrato de GaN. Esta alteração na posição dos átomos na estrutura, combinada com o campo elétrico gerado, atrai elétrons para esta junção (LIDOW et al., 2014). Esta nuvem de elétrons é livre para se movimentar em duas dimensões, mas é firmemente contida na terceira. Assim, estes elétrons se comportam como um plano 2D contido em um universo tridimensional (EFFICIENT POWER CONVERSION CORPORATION, 2014). Uma representação simplificada da camada 2DEG é apresentada na Figura 26.

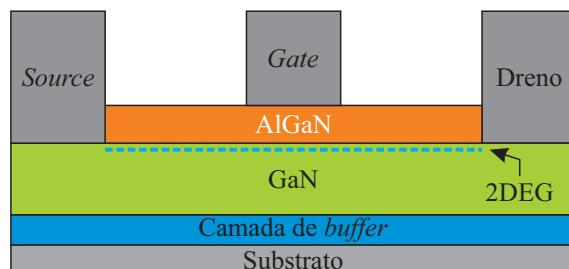
Figura 26 – Representação simplificada camada 2DEG na junção GaN/AlGaN.



Fonte: Adaptado de Lidow et al. (2014).

Este confinamento aumenta a mobilidade de elétrons do GaN nesta camada, tornando-a bastante eficiente na condução de elétrons quando polarizada (EFFICIENT POWER CONVERSION CORPORATION, 2014). Com a adição de terminais metálicos às extremidades da camada 2DEG, cria-se um caminho bidirecional para o fluxo de corrente elétrica. Tem-se, assim, a estrutura básica de um transistor GaN do tipo depleção, conforme apresentado na Figura 27.

Figura 27 – Estrutura física simplificada de um GaN HEMT do tipo depleção.



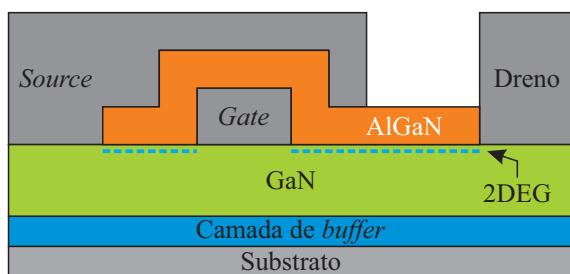
Fonte: Adaptado de Lidow et al. (2014).

Devido à alta concentração de elétrons na camada 2DEG, o dispositivo da figura apresenta um comportamento de interruptor normalmente fechado. Ou seja, a corrente flui livremente entre os terminais de dreno e *source* se nenhum potencial for aplicado ao terminal de *gate* do semicondutor. Quando uma tensão negativa é aplicada no terminal de *gate* em relação ao terminal *source*, os elétrons são removidos da camada 2DEG, aumentando consideravelmente a resistividade do canal e efetivamente bloqueando o dispositivo.

Apesar de suportar grandes tensões de bloqueio (maiores que 1kV em alguns casos) (IKEDA et al., 2010), quesitos relacionados à segurança de interruptores normalmente fechados tornam proibitivos o uso de transistores GaN do tipo depleção em aplicações de eletrônica de potência.

Modificando-se a estrutura física do transistor, pode-se obter um dispositivo normalmente aberto, conforme apresentado na Figura 28. Nesta configuração, a camada 2DEG não se estende de dreno a *source* do transistor, impedindo assim a circulação de corrente pelo canal quando nenhum potencial é aplicado ao terminal de *gate*.

Figura 28 – Estrutura física simplificada de um transistor GaN do tipo intensificação.



Fonte: Adaptado de Lidow et al. (2014).

Quando uma tensão positiva é aplicada ao terminal de *gate* em relação ao terminal *source*, elétrons são atraídos para o terminal de *gate*, completando a camada 2DEG e fornecendo um caminho para o fluxo de corrente (EFFICIENT POWER CONVERSION CORPORATION, 2014).

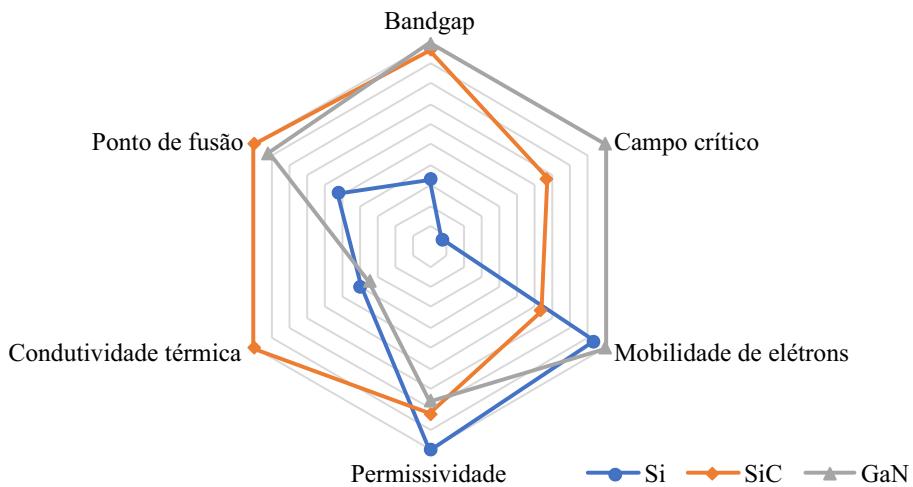
3.3 CARACTERÍSTICAS

Quando comparado com outros materiais semicondutores como silício e carbeto de silício, o nitreto de gálio apresenta propriedades superiores em termos de parâmetros desejáveis em um material, conforme evidenciado pelo comparativo normalizado da Figura 29.

A combinação das características de *bandgap* largo (3,39 eV), alta mobilidade de elétrons ($1500 \text{ cm}^3/\text{V}\cdot\text{s}$) e grande campo elétrico crítico (3,3 MV/cm) do nitreto de gálio permitem a produção de um dispositivo semicondutor capaz de suportar maiores tensões de bloqueio e conduzir maiores correntes em uma pastilha semicondutora menor e, consequentemente, com menores resistências e capacitâncias parasitas (STEVENSON, 2016; LIDOW et al., 2014; HUDGINS et al., 2003).

Além disso, conforme evidenciado pelas Figuras 27 e 28, transistores GaN têm uma estrutura lateral (em contraste da estrutura vertical tradicionalmente usada em MOSFETs de silício), ou seja, o fluxo de elétrons no canal ocorre no plano horizontal, permitindo que os terminais do dispositivo sejam alocados lado a lado na pastilha semicondutora (DEBOY et al.,

Figura 29 – Comparativo normalizado das características dos materiais semicondutores selecionados. Cada intervalo na escala corresponde a um acréscimo de 10% no valor do parâmetro. Unidades de cada parâmetro consideradas no Sistema Internacional de Unidades.



Fonte: Adaptado de Duarte (2017).

2015). Esta configuração garante menores capacitâncias e elimina a necessidade do uso de fios para conectar os terminais externos à pastilha (*bond wires*), reduzindo as resistências e indutâncias parasitas (GUERRA; ZHANG, 2010; KHAN; EDWIN; XIAO, 2013).

Assim, GaN HEMTs oferecem desempenho superior a seus pares de silício de mesma potência tanto em condução quanto em comutação, permitindo um aumento da frequência de operação dos circuitos sem aumento das perdas nos semicondutores.

Uma maneira objetiva de comparar características de dispositivos fabricados com materiais diferentes é o cálculo de figuras de mérito (FoM, do inglês *Figure Of Merit*). Comparando FoMs de diferentes componentes, o que apresenta a melhor figura de mérito deve, teoricamente, apresentar o melhor desempenho sob a óptica analisada e acarretar em menores perdas no circuito (YING, 2008).

No caso dos interruptores de potência, pode-se utilizar a figura de mérito que relaciona a carga elétrica entre *gate* e dreno (Q_{GD} , ou carga Miller em nC) e a resistência em condução (R_{DS} , em $m\Omega$), conforme (2). Na equação, o primeiro termo está associado às perdas de comutação, enquanto o segundo se relaciona às perdas em condução do dispositivo (HUANG, 2004).

$$FoM_{QR} = \frac{1}{Q_{GD}[nC] \cdot R_{DS}[m\Omega]} \quad (2)$$

Comparando-se diferentes interruptores com esta figura de mérito, o que apresentar maior FoM deve, consequentemente, apresentar melhor desempenho em termos de eficiência.

Na Tabela 1 é exibido um comparativo entre interruptores de potência com tensão de bloqueio de 100 V e capacidades de condução de corrente semelhantes. Como pode ser observado, os transistores baseado em GaN apresentam as menores resistências em condução e as menores cargas Miller entre todos os dispositivos selecionados. Consequentemente, também

apresentam as melhores FoM (quase 10x maior que a do segundo melhor interruptor de Si). Além disso, o GaN HEMT da EPC tem as menores dimensões, medindo 1,36x4,1 mm.

Tabela 1 – Comparativo entre interruptores Si e GaN com tensão de bloqueio de 100 V.

| Dispositivo | Material | Fab. | I_{DS} (A) | R_{Ds} (mΩ) | Q_{GD} (nC) | FOM_{QR} |
|--------------------|-----------------|-------------|---------------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------|
| BUK9640-100A | Si | Nexperia | 39 | 39 | 20 | 0,00128 |
| STB30NF10T4 | Si | ST | 35 | 45 | 15 | 0,00148 |
| IRF540ZSTRLPBF | Si | Infineon | 36 | 26,5 | 15 | 0,00252 |
| PSMN027-100BS | Si | Nexperia | 37 | 26,8 | 9 | 0,00415 |
| SUD35N10-26P-E3 | Si | Vishay | 35 | 26 | 9 | 0,00427 |
| IPD35N10S3 | Si | Infineon | 35 | 24 | 5 | 0,00833 |
| SIR606DP-T1-GE3 | Si | Vishay | 37 | 16,2 | 4,9 | 0,0126 |
| GS61004B | GaN | GaN Systems | 36 | 16 | 0,7 | 0,0893 |
| EPC2001C | GaN | EPC | 36 | 7 | 1,2 | 0,119 |

Fonte: Autor.

3.4 ACIONAMENTO

Apesar de operar de forma similar a um MOSFET de silício, o acionamento de transistores GaN é mais complexo. O principal motivo reside nas tensões máximas que GaN HEMTs suportam entre os terminais *gate* e *source*.

Na maioria dos dispositivos comerciais do tipo intensificação, a tensão máxima permitida no *gate* é de cerca de 7 V (20-30 V para MOSFETs Si), com tensão recomendada entre 5 e 6 V (GaN SYSTEMS, 2014; EFFICIENT POWER CONVERSION CORPORATION, 2014). Assim, o circuito de acionamento destes interruptores deve ser precisamente regulado de forma a não exceder os limites do dispositivo, especialmente durante transitórios.

Nos interruptores do tipo *cascode*, o acionamento do interruptor GaN é controlado pelo MOSFET de silício da entrada. Assim, transistores GaN deste tipo podem ser acionados com os mesmos níveis de tensão de MOSFETs Si tradicionais (LIDOW et al., 2014).

Além das máximas tensões suportadas, a tensão limiar ($V_{GS_{th}}$) de GaN HEMTs é de cerca de 1,4 V, muito menor do que a de MOSFETs Si, cerca de 3 V. Com isso, ruídos no sinal de acionamento podem causar acionamentos indevidos ou danificar o transistor (AMANO et al., 2018).

Atualmente existem circuitos integrados dedicados exclusivamente ao acionamento de interruptores GaN do tipo intensificação. Além de serem capazes de operar em frequências

maiores, estes dispositivos controlam de forma ativa a tensão aplicada ao terminal de *gate* do transistor, evitando sobretensões.

Para mitigar problemas causados por ruídos no sinal de comando, alguns fabricantes de transistores GaN integram o circuito de *driver* juntamente com o interruptor de potência no mesmo encapsulamento (ou na mesma pastilha semicondutora) de forma a minimizar componentes parasitas.

3.5 CONDUÇÃO REVERSA

Em topologias nas quais o diodo de roda livre é substituído por um interruptor controlado (topologias síncronas), este transistor conduz corrente no sentido inverso ao do interruptor principal, ou seja, de *source* para dreno. Quando nenhum sinal de comando é aplicado ao *gate* de GaN HEMTs, seu comportamento é diferente do de MOSFETs de silício se reversamente polarizado. Por esta razão, a condução reversa de corrente neste tipo de interruptor deve ser analisada com mais detalhes.

Diferentemente de MOSFETs de silício, transistores GaN não apresentam uma junção PN que fornece um caminho para a corrente do dispositivo quando reversamente polarizado. Em vez disso, o fluxo de elétrons se dá, nesta situação, pelo mesmo canal da condução direta (LOHN et al., 2019).

Em GaN HEMTs do tipo intensificação, a condução de corrente na direção reversa ocorre quando a tensão do dreno é superior à tensão de *gate* em pelo menos o valor limiar necessário para sua entrada em condução ($V_{GS,th}$) (LIDOW et al., 2014).

Nessa situação, polariza-se novamente a camada 2DEG e a corrente flui de *source* para o dreno. Devido ao fato de não haver a injeção de portadores minoritários na camada de condução, o semicondutor bloqueia instantaneamente o fluxo de elétrons quando a polarização é removida (KANGPING et al., 2014). Pode-se dizer que, nesta situação, o transistor GaN se comporta como um diodo de portadores majoritários ou um diodo sem recuperação reversa.

Entretanto, a tensão entre os terminais *source* e dreno é significativamente maior do que a de um diodo intrínseco de um transistor de silício convencional (cerca de duas vezes maior) quando reversamente polarizado (HAN; SARLIOGLU, 2016). Isto pode acarretar em perdas significativas se operado nesta configuração por longos intervalos ou com correntes elevadas (COLINO; BEACH, 2011; HOFFMANN et al., 2013).

Além disso, nesta configuração, a queda de tensão é inversamente proporcional à tensão V_{GS} aplicada ao dispositivo. Se esta tensão passar a valores negativos durante o período de condução reversa a queda de tensão aumenta proporcionalmente (GaN SYSTEMS, 2014). Por exemplo, se uma tensão de -1 V é aplicada ao *gate* de um transistor GaN que apresenta queda de tensão nominal de 1,8 V com V_{GS} 0 V, sua queda de tensão reversa será de 2,8 V (LIDOW et al., 2014).

De forma análoga, tensões de acionamento positivas diminuem proporcionalmente a queda de tensão entre dreno e *source* do interruptor (LOHN et al., 2019). Quando a tensão aplicada é suficiente para polarizar o eletrodo de *gate* do dispositivo, o interruptor entra em sua região linear, com queda de tensão proporcional à resistência do canal e corrente aplicada, como no modo de condução direta.

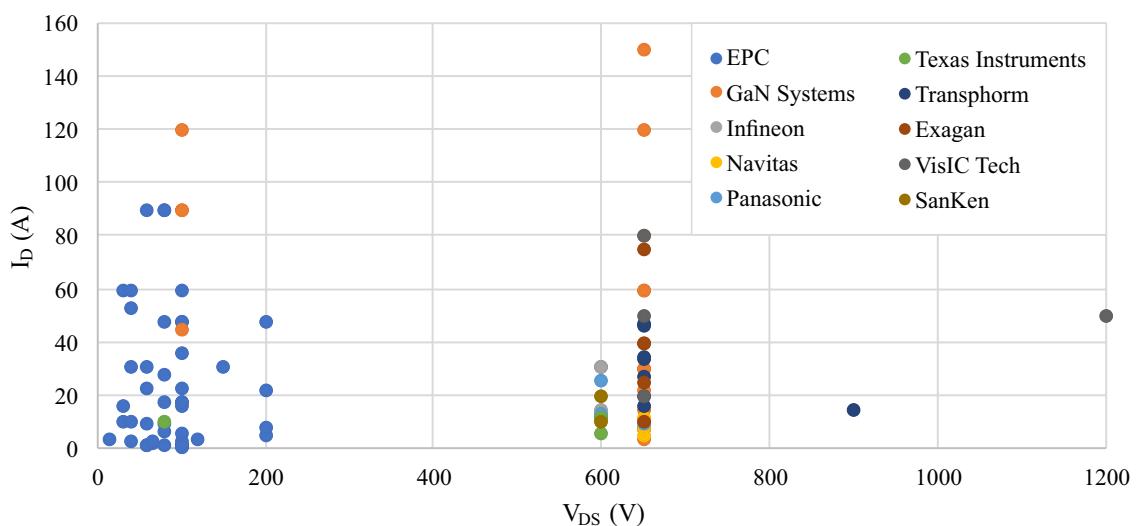
Nos dispositivos do tipo *cascode*, a condução reversa ocorre de forma similar ao do tipo intensificação, exceto pelo fato da corrente circular também pelo diodo intrínseco do MOSFET de silício antes de passar pelo transistor GaN (normalmente fechado) (LIDOW et al., 2014). Por esse motivo, a queda de tensão e resistência do diodo de silício são incluídas no caminho percorrido pela corrente. Além disso, neste caso há recuperação reversa devido à injeção de portadores minoritários na junção PN do semicondutor Si.

3.6 MERCADO ATUAL

Desde sua inserção no mercado em 2009, transistores GaN passaram de um dispositivo cuja produção era complexa e onerosa a uma opção viável em diversas aplicações. Assim como ocorreu no mercado de amplificadores de RF e optoeletrônicos, espera-se que dispositivos baseados em GaN dominem o mercado nos próximos anos (AMANO et al., 2018).

Atualmente, diversas empresas disponibilizam transistores GaN para aplicações de eletrônica de potência em diversas faixas de tensão e corrente, como mostrado na Figura 30.

Figura 30 – Semicondutores GaN disponíveis comercialmente.



Fonte: Autor.

A maior disponibilidade de transistores GaN no mercado permite que topologias de alta frequência anteriores demonstradas apenas no meio acadêmico tornem-se comercialmente atrativas. Apesar de menores quando comparadas às de MOSFETs Si, as resistências e capacitâncias de

transistores GaN ainda têm valores muito superiores aos limites teóricos do material semicondutor (LIDOW et al., 2014). Para transistores de 650 V, uma melhora de 10x na resistência específica por área da pastilha semicondutora (mais detalhes em Duarte (2017)) é possível e esperada até 2028 (AMANO et al., 2018).

Contudo, aspectos relacionados aos demais componentes de um conversor chaveado ainda limitam as máximas frequências de comutação possíveis e, com isso, impactam a adoção destes semicondutores pela indústria (REUSCH; BISWAS; ZHANG, 2019). Ao mesmo tempo que se desenvolvem transistores GaN com menores perdas, novos materiais magnéticos, por exemplo, são produzidos de forma a permitir a operação de conversores na faixa dos MHz (AMANO et al., 2018).

Circuitos integrados para controle de conversores em alta frequência ainda não são comuns. No entanto, microcontroladores e DSPs (processadores digitais de sinais, do inglês *Digital Signal Processors*) capazes de controlar tais conversores com suficiente resolução nesta faixa de frequência se tornam cada vez mais acessíveis, contribuindo para a adoção do nitreto de gálio pela indústria.

3.7 CONCLUSÕES

Desde o surgimento dos primeiros interruptores baseados em nitreto de gálio, estes dispositivos têm ganhado espaço no mercado e, ao mesmo tempo, melhorado suas características de condução e comutação. Atualmente, transistores GaN disponíveis comercialmente apresentam figuras de mérito muito superiores a da maioria dos MOSFETs baseados em silício com especificações similares de tensão e corrente.

Com isso, os limites de operação de muitas topologias de conversores, especialmente as que operam sem comutação suave, foram expandidos, possibilitando o desenvolvimento de conversores mais compactos sem sacrificar a eficiência do circuito.

Contudo, à medida que seus preços reduzem e a utilização de transistores GaN se torna mais difundida, os desafios associados à adaptação dos conversores tradicionais a esta nova tecnologia se tornam mais evidentes. Circuitos de controle e acionamento tornam-se mais sensíveis a componentes parasitas, demandando um projeto mais otimizado e cuidadoso.

4 TOPOLOGIA PROPOSTA

Este capítulo introduz a topologia do sistema fotovoltaico autônomo de iluminação proposto. Primeiramente, a topologia é apresentada e seu funcionamento descrito em cada um dos modos de operação. A seguir, uma metodologia básica para o dimensionamento dos componentes da topologia é definida. Também, os modelos equivalentes utilizados para simulação e projeto do sistema de controle são apresentados. Além disso, uma metodologia para estimativa das perdas em cada um dos componentes do circuito é apresentada e validada. Essa estimativa servirá de base para o projeto otimizado apresentado posteriormente. Por fim, um protótipo é apresentado e avaliado experimentalmente de forma a validar os conceitos apresentados.

4.1 ESCOLHA DO CONVERSOR

Com base nas características de cada uma das estruturas apresentadas na Seção 2.5, a utilização de um conversor bidirecional apresenta alguns atributos desejáveis em um sistema autônomo de iluminação que combina energia solar fotovoltaica, baterias, LEDs e transistores de nitreto de gálio. Destaca-se especialmente a alta taxa de utilização dos interruptores, que operam tanto durante o estágio de carregamento da bateria quanto durante a alimentação da carga LED.

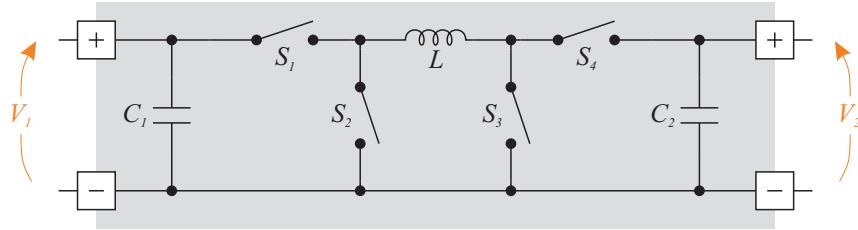
Como já mencionado, o custo de transistores GaN ainda é mais elevado quando comparado a itens similares baseados em silício. Assim, deve-se utilizar ao máximo estes dispositivos para justificar o investimento em sua implementação. Ainda, o ganho de eficiência proporcionado pelos transistores GaN permite a utilização de topologias sem comutação suave em faixas de frequência e potência antes proibitivas.

Em Zhang (2008), uma revisão bibliográfica das principais topologias de conversores bidirecionais utilizados em sistemas CC-CC conectados à baterias é apresentada. Tais conversores podem ser classificados de acordo com o nível de tensão da bateria em relação ao resto do sistema (rebaixador/buck ou elevador/boost) e também quanto à isolação galvânica entre as portas (isolados ou não-isolados).

Do ponto de vista da melhoria de eficiência, volume, peso e custo, topologias não isoladas são mais atrativas (XIA et al., 2017). Com relação aos níveis de tensão, a Figura 31 apresenta a estrutura básica de um conversor bidirecional não-isolado. Dependendo da forma como os interruptores S_1-S_4 são acionados, qualquer relação entre as tensões V_1 e V_2 pode ser obtida.

Contudo, usualmente definem-se limites para as tensões V_1 e V_2 de forma que do ponto de vista de uma das portas do conversor, apenas uma tarefa precise ser realizada (rebaixar ou elevar a tensão) (ZHANG, 2008). Assim, reduz-se de quatro para dois o número de interruptores

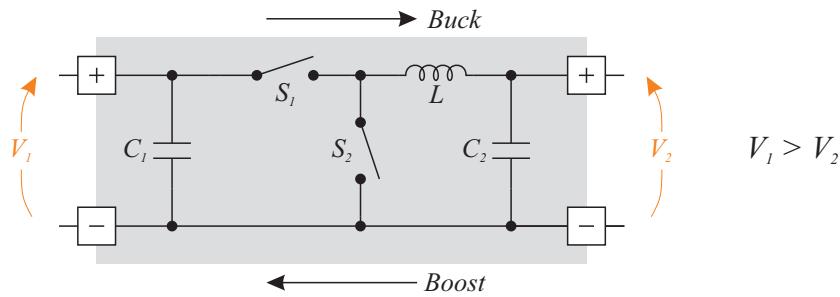
Figura 31 – Circuito básico de um conversor bidirecional com quatro interruptores.



Fonte: Adaptado de Kruse, Elbo e Zhang (2017).

do circuito e obtém-se a topologia básica de um conversor bidirecional síncrono rebaixador ou elevador (buck/boost bidirecional), mostrada na Figura 32.

Figura 32 – Circuito básico de um conversor síncrono bidirecional com dois interruptores.



Fonte: Adaptado de Zhang (2008).

Esta topologia é amplamente utilizada em aplicações das mais diversas faixas de potência devido à sua simplicidade e alto rendimento quando comparado a outras topologias bidirecionais (WU; CHANG; WU, 1999; ROSEMBACK, 2004). Em aplicações relacionadas ao fluxo de potência em carros elétricos por exemplo, pode-se utilizar esta topologia para elevar a tensão da bateria aos níveis requeridos pelo inversor ou, transferir a energia do barramento de alta tensão para a bateria no processo de frenagem regenerativa (ZHANG, 2008).

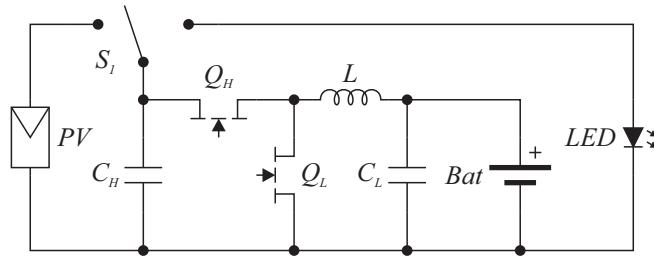
No caso de um sistema autônomo de iluminação, pode-se escolher as tensões da bateria, painel fotovoltaico e carga LED de forma que a primeira seja sempre menor que as demais e, com isso, utilizar a topologia bidirecional de dois interruptores para a interconexão destes elementos.

A próxima seção apresenta em detalhes a escolha destas tensões e o funcionamento do conversor em um sistema autônomo de iluminação.

4.2 SISTEMA PROPOSTO

O sistema autônomo de iluminação proposto neste trabalho é baseado na topologia bidirecional de dois interruptores. A Figura 33 apresenta o circuito básico do conversor.

Figura 33 – Circuito básico do conversor bidirecional com chave seletora S_1 .



Fonte: Autor.

O interruptor S_1 é responsável pela conexão do conversor com o arranjo fotovoltaico no modo carregador de bateria ou com a carga no modo *driver* de LED.

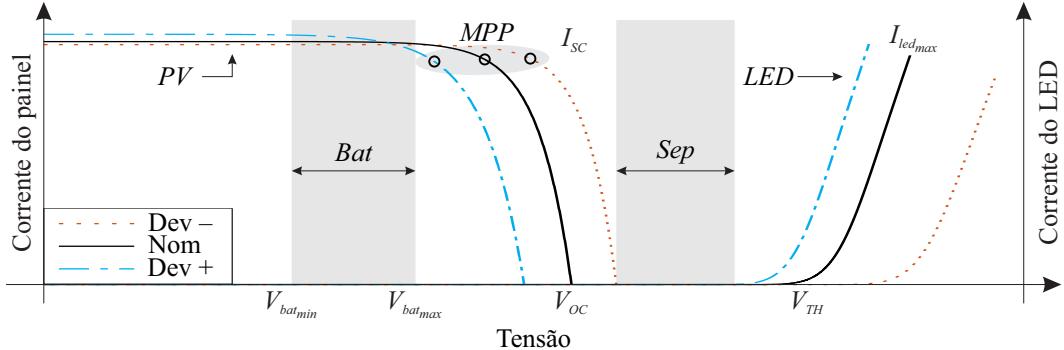
Entretanto, de acordo com o modelo elétrico dos LEDs, a circulação de corrente por este dispositivo se dá apenas se a tensão aplicada em seus terminais for maior que a tensão limiar $V_{LED_{TH}}$ do LED. Assim, no sistema proposto, pode-se tirar vantagem dessa característica e simplificar o circuito. Se a tensão de saída máxima do painel fotovoltaico escolhido (V_{oc}) for menor do que a tensão limiar do arranjo de LEDs, estes dois elementos podem ser conectados em paralelo sem que o LED seja polarizado. Assim, elimina-se a chave S_1 , o que por sua vez, reduz o custo do sistema e aumenta sua confiabilidade, visto que nenhum componente mecânico se faz necessário.

A separação entre $V_{LED_{TH}}$ e V_{oc} deve ser escolhida de forma a evitar a polarização parcial do LED nos períodos onde há incidência de luz solar e o conversor se encontra inativo (bateria totalmente carregada). Desvios nas características elétricas do painel fotovoltaico e do LED são esperados à medida que suas temperaturas de operação variam e também devido a variações no seu processo de fabricação (*binning*) e efeitos do envelhecimento. Estas variações podem tornar a margem de segurança entre essas tensões mais estreita, podendo, em casos extremos, causar a polarização direta do LED durante o dia, reduzindo a quantidade de energia disponível para o carregamento da bateria além de causar uma percepção de "mau funcionamento" do sistema devido ao acionamento da fonte luminosa em um período de incidência de luz solar.

Dessa forma, o conjunto gerador e a carga LED devem ser escolhidos cuidadosamente para evitar esta situação. A Figura 34 apresenta as curvas características de Tensão vs. Corrente de um painel solar genérico de 150 W e uma carga LED de 30 W juntamente com os seus desvios devido à variações paramétricas e de temperatura. Nesta análise, considerou-se uma faixa de temperatura de 0 °C à 85 °C em ambos os componentes, além de uma variação de -3,3% à +10% nos seus parâmetros.

Como pode ser visto, a margem entre a tensão de circuito aberto V_{oc} do painel e a tensão limiar do LED $V_{LED_{TH}}$ pode aumentar ou diminuir dependendo das variações de parâmetros. Apesar de variações na temperatura causarem um desvio na mesma direção em ambos os componentes devido à sua característica semicondutora similar, uma margem de segurança adicional pode ser obtida se o pior caso para cada um dos componentes for considerado (aumento da

Figura 34 – Curvas Tensão vs. Corrente de um painel solar de 150 W e de uma carga LED de 30 W. Nom representa as curvas nominais. Dev- e Dev+ são os desvios negativos e positivos, respectivamente. *Bat* é a faixa de variação da tensão da bateria e *Sep* é a margem de segurança (separação) entre as tensões.

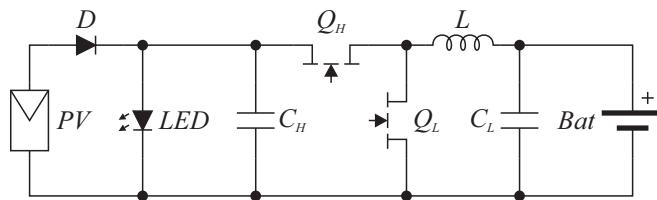


Fonte: Autor.

tensão no PV e diminuição da tensão do LED).

Para evitar a circulação de corrente reversa no painel fotovoltaico quando o LED é acionado, um diodo D pode ser ligado em série com um de seus terminais, conforme apresentado na Figura 35. Cabe ressaltar que em arranjos fotovoltaicos onde dois ou mais painéis são conectados em paralelo, estes diodos se fazem necessários para evitar que a energia gerada por um painel seja consumida por outro com tensão menor. Dessa maneira, pode-se simplificar o circuito e obter a mesma funcionalidade sem a adição de componentes mecânicos extras.

Figura 35 – Circuito básico da topologia proposta com a substituição de S_1 pelo diodo D .



Fonte: Autor.

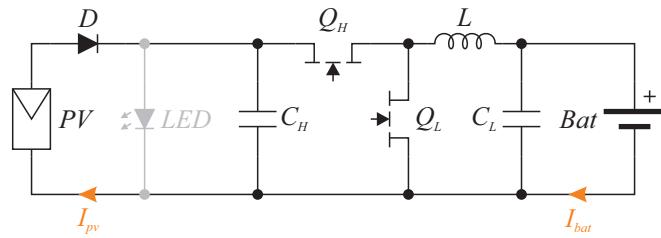
4.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Esta seção descreve em detalhes o funcionamento do sistema proposto. Nas análises, considera-se que a tensão de saída do painel PV é menor do que a tensão limiar do LED.

4.3.1 Modo Carregador de Bateria

Durante o dia, quando há luz solar disponível e, portanto, iluminação artificial não é necessária, o conversor é conectado ao painel fotovoltaico através do diodo D para carregar a bateria do sistema. Como a tensão limiar do LED é considerada maior que a tensão do painel, nenhuma corrente flui através do LED, mantendo-o efetivamente desconectado do sistema, conforme apresentado no circuito equivalente da Figura 36.

Figura 36 – Circuito equivalente do conversor em modo carregador de bateria.



Fonte: Autor.

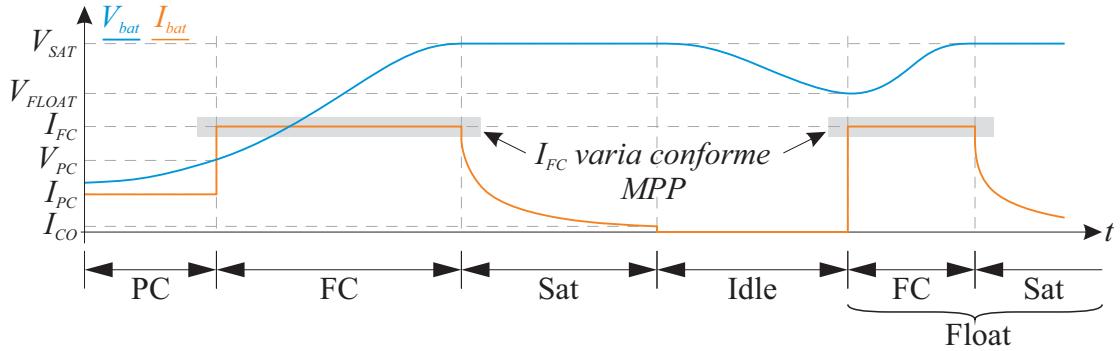
Nessa configuração, o circuito atua como um conversor buck síncrono, sendo Q_H o interruptor principal e Q_L o de roda-livre. O capacitor C_H serve como filtro da tensão do painel, absorvendo componentes de alta frequência (TEXAS INSTRUMENTS, 1998). Seu valor afeta diretamente a resposta dinâmica do sistema, como será discutido nas seções subsequentes. Em sistemas fotovoltaicos genéricos, a escolha desta capacitância depende de muitos fatores, como vida útil do circuito e topologia do controlador utilizado (BELLINASO et al., 2019). Capacitâncias de valor mais baixo garantem sistemas mais estáveis enquanto valores maiores tornam o sistema dependente das variações da resistência dinâmica do painel (URTASUN; SANCHIS; MARROYO, 2013). Entretanto, no circuito proposto, este capacitor também atua como filtro da tensão nos terminais do arranjo de LEDs no modo *driver*, sendo este o fator limitante de seu valor mínimo.

Neste trabalho, optou-se pelo método de carga em corrente constante/tensão constante devido ao fato de ser aplicável a diferentes tecnologias de baterias como chumbo-ácido e lítio. As formas de onda teóricas de tensão e corrente na bateria durante o processo de carga são mostradas na Figura 37.

Durante as duas primeiras etapas, denominadas *precharge* (PC) e *fastcharge* (FC), o conversor opera como uma fonte de corrente, limitando a potência entregue à bateria. Como já discutido, algoritmos de MPPT devem ser utilizados para maximizar a energia gerada e, assim, aumentar a eficiência do sistema. Entretanto, como a fonte solar não é constante, a energia disponível é determinada pelas condições ambientais e pelo algoritmo MPPT utilizado, o que afeta diretamente o perfil de carga da bateria.

Dois cenários distintos podem ocorrer durante a carga da bateria dependendo da potência disponível no painel fotovoltaico (P_{pv}) e da potência requerida pela bateria (P_{charge}):

Figura 37 – Formas de onda de tensão e corrente na bateria durante o processo de carga.



Fonte: Autor.

- $P_{pv} \geq P_{charge}$: Nesse caso, a bateria será carregada no seu valor nominal de corrente. Esse valor 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} se a tensão se encontra dentro da faixa normal. O rastreamento do MPP é mantido desligado durante este estágio, uma vez que a potência fornecida pelo painel é superior ao valor necessário para carregar a bateria em seus valores nominais.
- $P_{pv} < P_{charge}$: Se a potência disponível é menor do que o 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 irradiação), 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 finalizado.

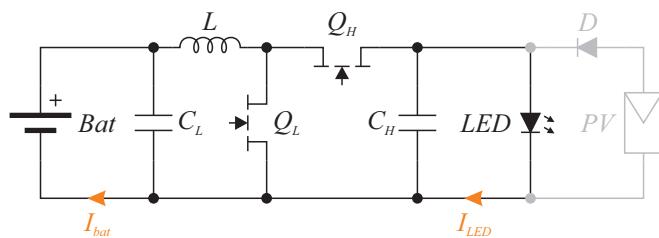
Após isso o sistema entra no modo de espera, denominado *idle*, em que o conversor é desligado (nenhum interruptor ativo). A etapa chamada *float* ocorre após a tensão da bateria atingir o valor limiar da etapa (V_{FLOAT}) devido à auto-descarga de suas células e/ou o consumo de energia por outros circuitos 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.

Cabe ressaltar que, especialmente em baterias de chumbo-ácido, as tensões de cada uma das etapas de carga devem ser ajustadas para mais ou para menos de acordo com a temperatura das células.

4.3.2 Modo Driver de LED

Durante a 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 38. 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.

Figura 38 – Circuito equivalente do conversor em modo *driver*.



Fonte: Autor.

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. Espera-se contudo, que esta situação limite nunca ocorra, visto que o dimensionamento do banco de baterias deve ser feito de forma a garantir autonomia suficiente para suprir a carga considerando o pior caso em termos de geração/consumo de energia sem ultrapassar a profundidade de descarga máxima da bateria.

Contudo, em sistemas autônomos de iluminação, conservação de energia durante a noite é essencial, especialmente quando não há movimento nas ruas (EL-FAOURI et al., 2016). Um estudo conduzido em 2015 analisou dados de acidentes de trânsito na Inglaterra e País de Gales entre 2000 e 2013, concluindo que não existem evidências que correlacionem a dimerização dos sistemas de iluminação pública com um aumento no número de acidentes nestes países (STEINBACH et al., 2015).

Assim, 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. Bandeira (2018) demonstrou que através de estratégias de dimerização da carga LED, pode-se aumentar consideravelmente a autonomia de um sistema autônomo sem aumento do banco de baterias (ou, de forma análoga, a redução do banco de baterias sem diminuição da autonomia do sistema).

4.4 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PASSIVOS

Em eletrônica de potência, tipicamente se projeta um conversor estático e, a partir dos componentes escolhidos, avalia-se seu desempenho e se estudam melhorias em um processo iterativo.

Uma das propostas deste trabalho de doutorado é o desenvolvimento de uma metodologia otimizada para o dimensionamento dos componentes do conversor, considerando, ainda na etapa de projeto, as perdas em cada um destes elementos de forma a determinar o melhor conjunto de componentes para a implementação do circuito e o melhor ponto de operação a fim de estender a autonomia do sistema. Esta proposta será apresentada no Capítulo 5. Contudo, o processo iterativo de determinação dos elementos do circuito utiliza como base as equações simplificadas de dimensionamento dos componentes passivos do circuito apresentadas nesta seção.

Dado um sistema autônomo a ser instalado em um local específico, a primeira etapa no projeto é determinar os níveis de potência dos principais componentes do sistema. Estas determinações se baseiam na autonomia desejada, potência da luminária LED e localização geográfica da instalação. Uma metodologia completa para o dimensionamento destes elementos em um sistema autônomo de iluminação é apresentada por Bandeira (2018). Depois, painéis solares, baterias e carga LED disponíveis comercialmente e que correspondam a esses níveis de potência devem ser selecionados. Em seguida, o projeto dos componentes do conversor de potência é realizado escolhendo as frequências de comutação dentro de uma faixa predefinida e calculando os valores de indutância e capacitâncias de forma a atender os requisitos mínimos de desempenho do sistema em todos os pontos de operação (YU et al., 2012).

Considerando o conversor bidirecional proposto operando em modo de condução contínua (CCM, do inglês *Continuous Conduction Mode*) e com frequências de comutação fixas definidas pelo projetista, o projeto dos componentes é realizado considerando cada modo de operação como um conversor independente. No modo carregador de baterias, as equações que definem as capacitâncias e indutância mínimas são idênticas às de um conversor buck convencional. De forma análoga, no modo *driver* de LED, as equações de um conversor boost são utilizadas.

A substituição do diodo de roda-livre por um interruptor controlado em topologias síncronas operando em CCM não exige mudanças na metodologia de projeto dos componentes do circuito, uma vez que ambos, interruptor e diodo, operam de forma bastante similar.

Em ambos os modos de operação, o principal foco do projeto dos componentes se resume ao dimensionamento do indutor principal L e dos capacitores C_H e C_L . Em Rosembach (2004), um conversor buck/boost bidirecional com quatro interruptores é apresentado. Apesar das diferenças com a topologia proposta neste trabalho, a metodologia para dimensionamento dos componentes pode ser utilizada de forma direta. Esta metodologia se baseia na análise do balanço de cargas no circuito em cada uma de suas etapas de operação, conforme descrito por

Erickson e Maksimović (2001).

Em modo carregador de baterias, o capacitor de entrada C_H opera como uma fonte de tensão de baixa impedância para o estágio de potência (TEXAS INSTRUMENTS, 1998; TEXAS INSTRUMENTS, 1999). Embora alimentado em corrente contínua, os cabos e conexões conectados ao circuito apresentam queda de tensão pulsantes que variam conforme a corrente drenada pelo conversor. A equação (3) define o valor mínimo desta capacitância para que a tensão de entrada não apresente flutuações em alta frequência maiores que as especificações de projeto (XIE, 2016). Considera-se, neste caso, que o painel fotovoltaico apresenta tensão de saída constante nos seus terminais e impedância desprezível em um período de comutação.

$$C_{H_{charger}}[F] = \frac{I_{L_{charger}} (1 - d_{charger}) d_{charger}}{\Delta V_{pv} \cdot f_{sw_{charger}}} \quad (3)$$

Nesta equação, $I_{L_{charger}}$ é o valor médio da corrente no indutor, $d_{charger}$ é a razão cíclica do conversor, $f_{sw_{charger}}$ é a frequência de comutação e ΔV_{pv} é o valor máximo de flutuação de tensão desejado nos terminais do painel (considerando um período de comutação). Todos os valores se referem ao ponto de operação onde a maior capacitância é necessária (tensão mínima no painel e na bateria).

No modo *driver* de LED, o capacitor C_H é responsável por filtrar a tensão nos terminais da carga, atenuando as oscilações em alta frequência. Seu valor mínimo é definido conforme (4)

$$C_{H_{driver}}[F] = \frac{I_{LED} \cdot d_{driver}}{\Delta I_{LED} \cdot R_{LED} \cdot f_{sw_{driver}}} \quad (4)$$

onde I_{LED} é a corrente média no LED, d_{driver} é a razão cíclica do conversor, R_{LED} é a resistência do modelo do LED, $f_{sw_{driver}}$ é a frequência de comutação e ΔI_{LED} é a ondulação máxima de corrente permitida no LED. Neste caso, o maior valor é necessário quando a tensão da bateria está em seu valor mínimo.

O capacitor C_L opera de forma dual a C_H , sendo seus valores mínimos definidos por (5) e (6).

$$C_{L_{charger}}[F] = \frac{\Delta I_{L_{charger}}}{8\Delta V_{bat} \cdot f_{sw_{charger}}} \quad (5)$$

$$C_{L_{driver}}[F] = \frac{\Delta I_{L_{driver}}}{8\Delta V_{bat} \cdot f_{sw_{driver}}} \quad (6)$$

Nestas equações, $\Delta I_{L_{charger}}$ e $\Delta I_{L_{driver}}$ são as ondulações de corrente no indutor em modo carregador e *driver*, respectivamente, e ΔV_{bat} é a máxima ondulação de tensão em alta frequência permitida nos terminais da bateria.

Os valores mínimos da indutância L em cada um dos modos de operação são definidos em (7) e (8)

$$L_{charger}[H] = \frac{(V_{pv} - V_{bat}) d_{charger}}{\Delta I_{L_{charger}} \cdot f_{sw_{charger}}} \quad (7)$$

$$L_{driver}[H] = \frac{V_{bat} \cdot d_{driver}}{\Delta I_{L_{driver}} \cdot f_{sw_{driver}}} \quad (8)$$

onde $\Delta I_{L_{charger}}$ e $\Delta I_{L_{driver}}$ são as ondulações de corrente no indutor nos modos carregador de baterias e *driver* de LED, respectivamente. Assim como no caso dos capacitores, a indutância mínima necessária em cada modo é calculada considerando o pior caso (tensões máximas no painel e bateria no modo carregador e tensão mínima na bateria no modo *driver*).

Para todos os componentes, o cálculo dos valores mínimos é realizado para ambos os modos de operação e o maior valor é adotado, conforme (9), (10) e (11). Assim, garante-se que os requisitos de projeto serão atendidos em todos os pontos de operação.

$$C_{H_{min}}[F] = \max(C_{H_{charger}}, C_{H_{driver}}) \quad (9)$$

$$C_{L_{min}}[F] = \max(C_{L_{charger}}, C_{L_{driver}}) \quad (10)$$

$$L_{min}[H] = \max(L_{charger}, L_{driver}) \quad (11)$$

Cabe ressaltar que o dimensionamento dos capacitores de um conversor estático é muitas vezes realizado em termos de sua resistência série equivalente (RSE), especialmente em circuitos com grandes ondulações de corrente (BARBI, 2001). Contudo, o aumento de frequência permitido pela utilização de interruptores GaN faz com que valores de capacitância menores sejam necessários. Assim, pode-se utilizar capacitores cerâmicos que, em geral, apresentam uma RSE muito pequena quando comparado com capacitores de outras tecnologias (MAMMANO, 2017).

4.5 ESTIMAÇÃO DAS PERDAS

Para aumentar a frequência de operação de conversores estáticos sem comutação suave, deve-se utilizar componentes de alto desempenho (LIDOW et al., 2014). Assim, faz-se necessária a avaliação dos diferentes componentes sob a perspectiva das perdas estáticas e dinâmicas destes elementos para determinar, dentre duas ou mais opções comerciais, qual componente apresentará melhor desempenho no circuito.

Em conversores baseados em semicondutores de silício, as menores frequências de comutação permitem a avaliação experimental das perdas em cada um dos elementos através da medição de suas tensões e correntes. Contudo, como já mencionado, semicondutores GaN são

bastante sensíveis a indutâncias e capacitâncias parasitas. Por esse motivo, tipicamente evita-se a colocação de laços de medição de corrente (para minimizar as indutâncias no caminho de corrente) e terminais para medição das tensões nos semicondutores (para minimizar os efeitos das capacitâncias parasitas de ponteiras de medição de tensão).

Assim, uma metodologia para avaliação teórica das perdas no circuito é desejável. Além de conhecer o rendimento e a perda global de potência de um conversor, a determinação destas características em cada um dos elementos do circuito permite um melhor entendimento de seu funcionamento e otimização do projeto.

Esta seção apresenta uma metodologia para estimativa das perdas em cada um dos componentes da topologia proposta. Parte desta metodologia é aplicável a conversores com qualquer tipo de semicondutor (como a determinação das perdas nos componentes passivos), enquanto outras estimativas são baseadas nas características únicas dos interruptores GaN.

As perdas no circuito proposto podem ser divididas em três categorias principais: passivas (capacitores e indutor), dos interruptores (perdas por condução e comutação) e dos circuitos auxiliares (incluindo perdas nos circuitos de *gate drivers*, instrumentação e fontes auxiliares). Cada uma destas categorias é discutida a seguir.

4.5.1 Perdas nos Componentes Passivos

Nos capacitores, as perdas se dão principalmente em função de sua resistência série equivalente, conforme (12) (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001).

$$P_{C_{RSE}}[W] = I_{C_{rms}}^2 \cdot RSE \quad (12)$$

Nessa equação, $I_{C_{rms}}$ é o valor eficaz da corrente no capacitor. Capacitores cerâmicos, em geral, apresentam uma RSE muito pequena quando comparado com capacitores de outras tecnologias, de forma que as perdas resultantes podem, na maioria dos casos, serem desconsideradas (MAMMANO, 2017) em conversores que utilizam tais capacitores.

As perdas no indutor podem ser divididas em perdas no núcleo e no enrolamento. A primeira pode ser estimada usando diferentes métodos propostos ao longo dos anos. Esses modelos diferem entre si em termos de precisão e complexidade (VENKATACHALAM et al., 2002). Se extrema precisão é desejável, geralmente uma caracterização experimental do indutor é necessária.

No entanto, para agilizar o processo de estimativa de perdas, uma metodologia que dependa apenas de dados conhecidos de antemão é desejada. O método da Equação de Steinmetz Modificada (MSE) (ALBACH; DURBAUM; BROCKMEYER, 1996) expande a Equação de Steinmetz clássica (STEINMETZ, 1892) para excitação não senoidal e pode ser usado para estimar as perdas do núcleo do indutor com precisão suficiente usando apenas os parâmetros encontrados na folha de dados do dispositivo (VILLAR et al., 2009). Usando este método, as

perdas do núcleo são dadas por

$$P_{MSE}[W] = K \cdot f_{eq}^{(\alpha-1)} \cdot B_{pk}^{\beta} \cdot f_{sw} \quad (13)$$

$$f_{eq}[Hz] = \frac{2}{\Delta B^2 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^{T_{sw}} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (14)$$

onde K , α e β são coeficientes de Steinmetz fornecidos pelo fabricante do material magnético, B_{pk} é o fluxo magnético máximo no núcleo, f_{sw} é a frequência de comutação, T_{sw} é o período de comutação e ΔB é a variação de fluxo magnético no núcleo.

As perdas no enrolamento, por outro lado, podem ser modeladas dividindo-as em suas componentes CC e CA. A primeira é causada principalmente pela resistência CC parasita do condutor e pode ser determinada por

$$P_{DC_{cond}}[W] = I_{L_{DC}}^2 \cdot R_{DC} \quad (15)$$

onde $I_{L_{DC}}$ é o valor médio da corrente no indutor e R_{DC} é a resistência elétrica do enrolamento.

As perdas CA no enrolamento estão relacionadas aos efeitos pelicular e de proximidade devido às correntes parasitas nos condutores do enrolamento, que aumentam as perdas em condições de alta corrente e alta frequência (VISHAY DALE, 2016). Para caracterizar totalmente esses componentes, é necessário conhecimento sobre a construção física do dispositivo (por exemplo, número de voltas, geometria do condutor, etc.) (WAFFLER; PREINDL; KOLAR, 2009). No entanto, em muitos casos, esses dados não são conhecidos, especialmente com indutores disponíveis comercialmente.

Para superar essa limitação, fabricantes geralmente fornecem uma resistência CA equivalente R_{AC} . Esta resistência é obtida experimentalmente e modela os efeitos da frequência de operação do indutor, fornecendo um parâmetro que pode ser utilizado para estimar as perdas CA no enrolamento conforme (16) (MIRA; KNOTT; ANDERSEN, 2016).

$$P_{AC_{cond}}[W] = I_{L_{rms}}^2 \cdot R_{AC} \quad (16)$$

Nesta equação, $I_{L_{rms}}$ é o valor eficaz da corrente no indutor e R_{AC} é a resistência CA do enrolamento.

4.5.2 Perdas nos Interruptores

Nos interruptores, as perdas podem ser divididas entre condução e comutação. Dependendo do modo de operação do conversor (carregador de baterias ou *driver*), os interruptores alternam as funções de dispositivo principal e de roda-livre. Por esta razão, nas equações desenvolvidas deste ponto em diante, um interruptor genérico Q é considerado. Esse dispositivo

pode ser Q_H ou Q_L dependendo do modo de operação.

Perdas de condução são dadas por

$$P_{Q_{cond}}[W] = I_{Q_{rms}}^2 \cdot R_{DS_{on}} \quad (17)$$

onde $I_{Q_{rms}}$ é o valor eficaz da corrente no interruptor e $R_{DS_{on}}$ é a resistência parasita do canal.

Em topologias síncronas, um intervalo de tempo t_d é inserido entre as bordas de des-cida do sinal de comando de um interruptor e a borda de subida do interruptor complementar. Este intervalo, chamado de tempo morto, serve para evitar um curto-círcuito temporário no barramento de tensão mais elevada devido à polarização simultânea de ambos os interruptores (condição chamada de *shoot through*).

Durante este tempo morto, o interruptor de roda-livre encontra-se bloqueado. A corrente circulante no indutor faz com que este interruptor seja reversamente polarizado de forma similar a como ocorre com MOSFETs de silício. Durante este intervalo, as perdas em condução são determinadas por

$$P_{Q_{dt}}[W] = I_{Q_{dt}} \cdot V_{Q_{SD}} \quad (18)$$

onde $I_{Q_{dt}}$ é a corrente média do interruptor durante este intervalo e $V_{Q_{SD}}$ é a tensão entre os terminais *source* e *dreno* do interruptor quando reversamente polarizado.

Perdas em comutação por outro lado, demandam uma estimativa mais complexa devido aos inúmeros componentes parasitas presentes no circuito real e as não-linearidades dos parâmetros dos componentes. Muitos trabalhos presentes na literatura focam em modelar estes componentes parasitas de forma a calcular perdas de comutação com a maior precisão possível (DE PAULA et al., 2020; ORABI; SHAWKY, 2015; KANGPING et al., 2014). Essa abordagem no entanto, geralmente resulta em modelos matemáticos complexos que dependem de parâmetros como geometria da placa de circuito impresso e materiais utilizados em sua confecção tornando-os altamente dependentes da aplicação em questão.

Contudo, se algum grau de incerteza for aceitável, a estimativa das perdas de comutação pode ser simplificada através da utilização de equações já validadas para MOSFETs de silício, dividindo-as em três elementos diferentes, como mostrado em (19).

$$P_{Q_{sw}}[W] = P_{Q_{Cout}} + P_{Q_{on}} + P_{Q_{off}} \quad (19)$$

Nesta equação, $P_{Q_{Cout}}$ são as perdas associadas a energia armazenada na capacitância parasita de dreno-*source* do dispositivo. $P_{Q_{on}}$ e $P_{Q_{off}}$ são as perdas de entrada e saída de condução, respectivamente.

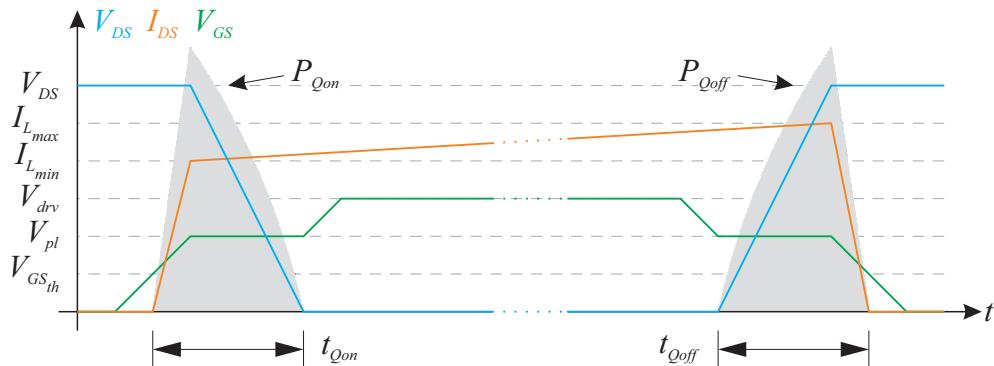
O primeiro elemento é determinado por

$$P_{Q_{Cout}}[W] = \frac{1}{2} (Q_{Coss} - Q_{Crss}) \cdot V_{DS}^2 \cdot f_{sw} \quad (20)$$

onde Q_{Coss} e Q_{Crss} são as capacitâncias de saída e reversa do interruptor e V_{DS} é a tensão entre os terminais de dreno e *source* do dispositivo no ponto de operação.

No interruptor principal, as transições de entrada e saída de condução ocorrem quando a corrente do indutor está no seu valor mínimo e máximo, respectivamente. A Figura 39 apresenta as formas de onda ideais de entrada e saída de condução de um transistor GaN do tipo intensificação nestes intervalos.

Figura 39 – Formas de onda ideais durante a entrada e saída de condução de um GaN HEMT do tipo intensificação.



Fonte: Adaptado de Lidow et al. (2014).

Nestas transições ocorrem perdas associadas à sobreposição da tensão e corrente no interruptor. Tais perdas podem ser aproximadas por (21) e (22), nas quais $I_{L_{min}}$ e $I_{L_{max}}$ são as correntes do indutor nos instantes da comutação e $t_{Q_{on}}$ e $t_{Q_{off}}$ são as durações destes intervalos (LIDOW et al., 2014).

$$P_{Q_{on}}[W] = \frac{1}{2}V_{DS} \cdot I_{L_{min}} \cdot t_{Q_{on}} \cdot f_{sw} \quad (21)$$

$$P_{Q_{off}}[W] = \frac{1}{2}V_{DS} \cdot I_{L_{max}} \cdot t_{Q_{off}} \cdot f_{sw} \quad (22)$$

Estas durações são dependentes das características do interruptor e do circuito de acionamento utilizado. As equações (23) e (24) podem ser utilizadas para sua estimativa sem que seja necessária a medição dos valores com o circuito em funcionamento (como já mencionado, circuitos baseados em GaN são altamente sensíveis aos componentes parasitas inseridos por sondas de tensão e corrente).

$$t_{Q_{on}}[s] = \frac{Q_{GS} - Q_{th} + Q_{GD}}{I_{on}} \quad (23)$$

$$t_{Q_{off}}[s] = \frac{Q_{GS} - Q_{th} + Q_{GD}}{I_{off}} \quad (24)$$

Mencionar que é menor que do Si por isso tem menor perdas para entrada e saída em comutação
Teórico - MathCAD - datasheet

Nestas equações, Q_{GS} é a carga elétrica entre *gate* e *source* do interruptor, Q_{th} é a carga elétrica na tensão limiar de operação do *gate* e Q_{GD} é a carga elétrica entre *gate* e *dreno*. I_{on} e

I_{off} são as correntes aplicadas no *gate* do interruptor na entrada e saída de condução, respectivamente. Estas correntes são determinadas de acordo com (25) e (26)

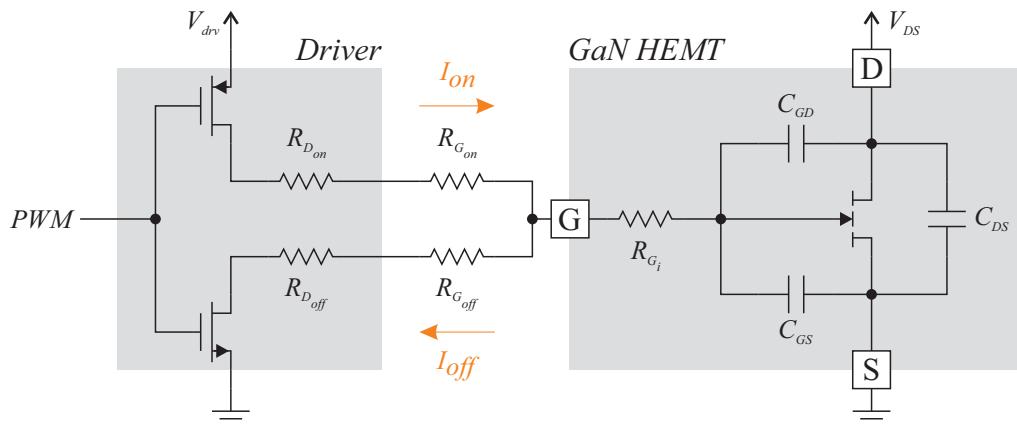
$$I_{on}[A] = \frac{V_{drv} - V_{pl}}{R_{G_{on}} + R_{G_i} + R_{D_{on}}} \quad (25)$$

$$I_{off}[A] = \frac{V_{drv} - V_{pl}}{R_{G_{off}} + R_{G_i} + R_{D_{off}}} \quad (26)$$

teórico - MathCAD -
Datasheet

onde V_{drv} é a tensão utilizada no circuito de acionamento, V_{pl} é a tensão de platô do interruptor, $R_{G_{on}}$ e $R_{G_{off}}$ são as resistências de *gate* utilizadas no circuito de comando durante a entrada e saída de condução, respectivamente, $R_{D_{on}}$ e $R_{D_{off}}$ são as resistências internas do circuito de comando na entrada e saída de condução, respectivamente e R_{G_i} é a resistência interna do terminal de *gate* do interruptor. A Figura 40 exibe o circuito equivalente do interruptor e circuito de comando destacando estas resistências.

Figura 40 – Circuito equivalente do interruptor e circuito de acionamento.

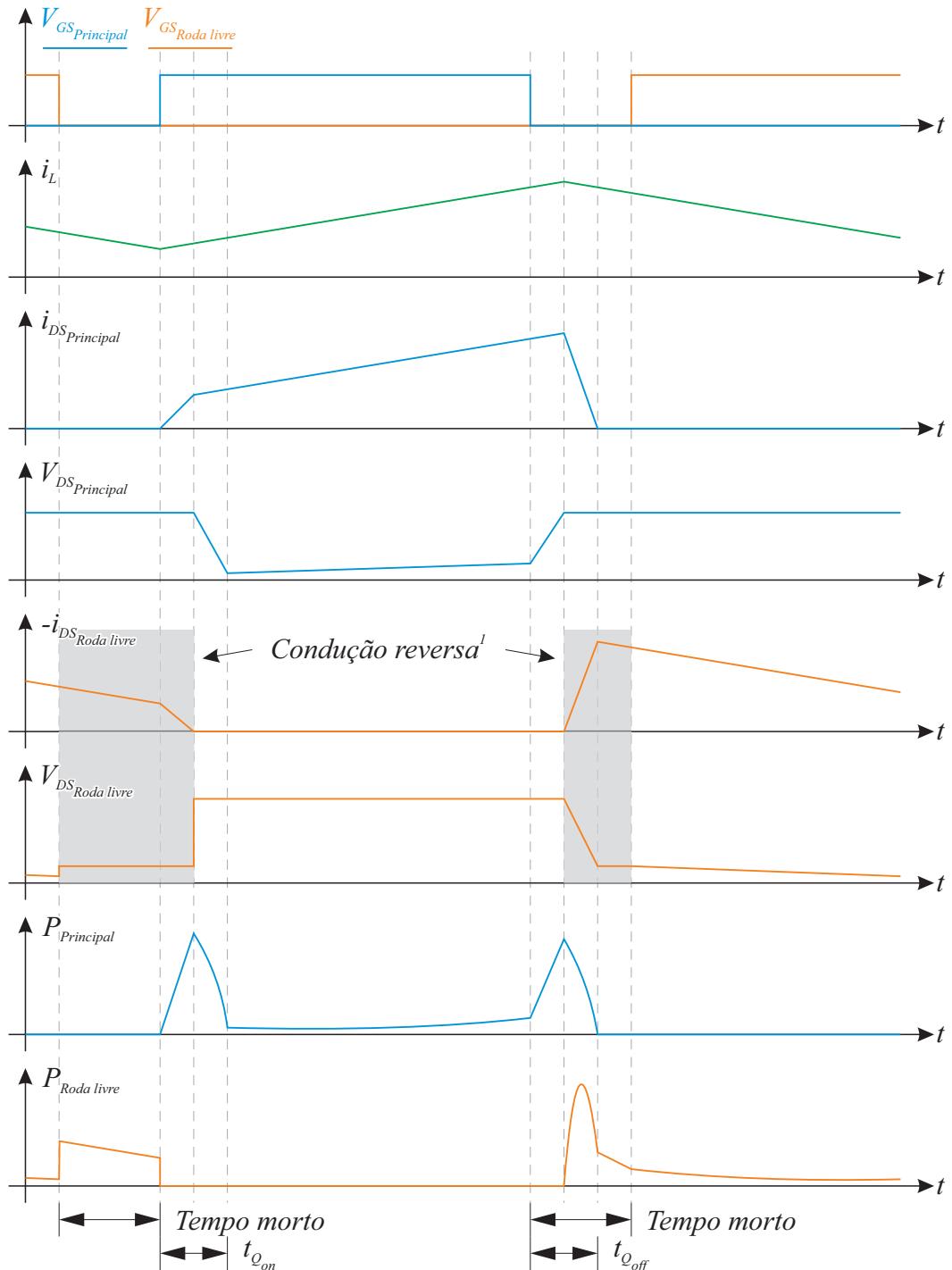


Fonte: Adaptado de Mammano (2017) e TEXAS INSTRUMENTS (2016).

No interruptor de roda-livre, a entrada e saída de condução ocorrem nos intervalos onde a corrente circula através do diodo intrínseco, dando ao circuito uma característica similar à comutação suave nesses intervalos. Além disso, ao contrário de MOSFETs de silício, interruptores GaN não apresentam efeitos de recuperação reversa no diodo do canal. Assim, pode-se desconsiderar as perdas associadas a entrada e saída de condução do interruptor de roda-livre (LIDOW et al., 2014).

Na Figura 41 são exibidas as principais formas de onda dos interruptores durante um período completo de comutação.

Figura 41 – Detalhes das formas de onda durante as comutações dos interruptores. Eixos desenhados fora de escala para enfatizar os detalhes de cada etapa.



¹Conforme apresentado na Seção 3.5, interruptores GaN conduzem corrente pelo canal quando reversamente polarizados, em um comportamento similar ao de um diodo sem recuperação reversa.

4.5.3 Perdas nos Circuitos Auxiliares

Outras perdas podem ser estimadas com base nas correntes quiescente e de operação, de cada um dos circuitos integrados utilizados nos sistemas de instrumentação e nos níveis de tensão das fontes auxiliares.

A potência consumida pelo microcontrolador e pelos sensores pode ser calculada da mesma forma, com base na sua corrente de operação, conforme (27) e (28).

$$P_{\mu C}[W] = I_{\mu C} \cdot V_{CC} \quad (27)$$

$$P_{sensor}[W] = I_{sensor} \cdot V_{CC} \quad (28)$$

Nessas equações $I_{\mu C}$ é a corrente média de operação microcontrolador (especificada pelo fabricante de acordo com a frequência de *clock*), I_{sensor} é a corrente quiescente de operação dos sensores (também especificada pelo fabricante) e V_{CC} é a sua tensão de alimentação.

No caso do *gate driver*, além das perdas causadas pela sua corrente quiescente de operação (TEXAS INSTRUMENTS, 2016), o circuito carrega e descarrega as capacitâncias parasitas do *gate* do interruptor em cada ciclo de comutação. Assim, pode-se calcular suas perdas totais conforme (29),

$$P_{drv}[W] = V_{drv} (I_{drv} + f_{sw} \cdot 2Q_{GT}) \quad (29)$$

onde I_{drv} é a corrente quiescente do circuito integrado utilizado e Q_{GT} é a carga total do terminal de *gate* do interruptor (multiplicada por dois pois o mesmo circuito integrado aciona ambos os interruptores).

Além dessas componentes, a eficiência da fonte auxiliar (conversor CC-CC e regulador linear) também deve ser considerada. Curvas de eficiência de acordo com a carga são fornecidas pelo fabricante sendo que 75% é considerado um valor típico para o rendimento de tais circuitos.

4.5.4 Efeitos da Temperatura

Acho que não vai ter espaço para especificar, apenas comentar

Para melhorar a precisão do modelo de estimativa de perdas, efeitos da temperatura de operação de cada componente podem ser considerados. O acréscimo de temperatura em relação ao padrão no qual os parâmetros de cada componente são especificados (usualmente 25 °C) tem efeitos principalmente nas resistências intrínsecas dos componentes. Tais efeitos podem ser modelados conforme (30)

$$R_{oper}[\Omega] = R_{nom} \cdot k_{temp} \cdot \Delta T \quad (30)$$

onde R_{oper} é a resistência elétrica do componente na temperatura de operação, R_{nom} é a resis-

tência nominal do componente (usualmente dada em 25 °C), k_{temp} é o coeficiente de variação paramétrica devido à temperatura (podendo ser positivo ou negativo) e ΔT é a diferença entre a temperatura de operação e o seu valor nominal.

4.6 MODELOS DO SISTEMA

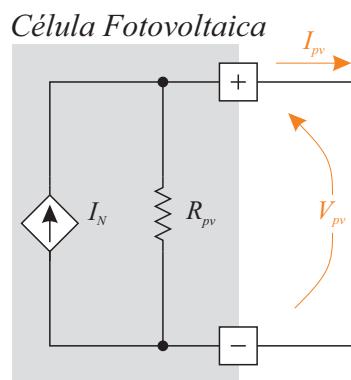
Neste trabalho, modelos elétricos e matemáticos equivalentes foram estudados para uso em simulações e no projeto das malhas de controle do sistema. Na etapa de recarga da bateria, busca-se controlar a corrente de saída do circuito I_{bat} nas etapas de carga com corrente constante e a tensão V_{bat} na etapa de tensão constante. Dessa forma, deve-se obter modelos matemáticos que descrevam as variações destes parâmetros em função da variável de controle, no caso, a razão cíclica $d_{charger}$. Já em modo *driver*, busca-se controlar a corrente da carga I_{LED} . Assim, o modelo obtido deve relacionar suas variações com as alterações na razão cíclica d_{driver} .

As próximas subseções apresentam em maiores detalhes estes modelos.

4.6.1 Modelo do painel fotovoltaico

O modelo elétrico da célula fotovoltaica (e consequentemente de um painel fotovoltaico) é descrito por equações não lineares de ordem elevada (BARRETO, 2014). Diversos modelos já foram apresentados na literatura para descrever fielmente o comportamento da célula sob diversas condições de operação (irradiância, temperatura, etc). O modelo equivalente, exibido na Figura 42, representa de forma satisfatória o comportamento de uma célula de silício operando no ponto de máxima potência e será utilizado para simulações neste trabalho.

Figura 42 – Modelo de uma célula fotovoltaica de silício.



Fonte: Adaptado de Bellinaso et al. (2019).

A fonte fotovoltaica é representada pelo seu equivalente Norton (BELLINASO et al.,

2019). A fonte de corrente do modelo é proporcional à irradiância e temperatura ($I_N = 2I_{MPP}$)¹, enquanto a resistência R_{pv} relaciona a tensão e corrente do arranjo fotovoltaico no ponto de operação.

4.6.2 Modelo da bateria

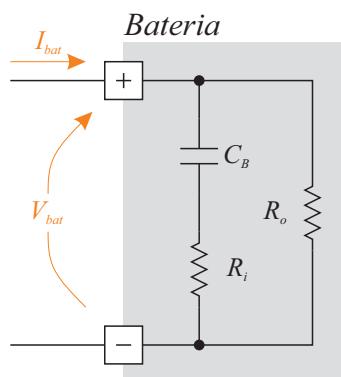
Baterias de chumbo-ácido foram utilizadas no desenvolvimento dos protótipos deste trabalho dado seu custo reduzido e facilidade de obtenção no mercado nacional. Dessa forma, um modelo equivalente para esta tecnologia de baterias foi utilizado.

Em Rocha (2013), um modelo Thévenin de primeira ordem é utilizado para descrever o comportamento dinâmico de uma bateria de chumbo-ácido durante a etapa de recarga. O modelo proposto é capaz de refletir de forma satisfatória o comportamento transitório e de regime da bateria. Entretanto, a determinação de seus parâmetros demanda inúmeros ensaios experimentais.

Um modelo de primeira ordem similar é apresentado em TEXAS INSTRUMENTS (1999). Assim como o modelo Thévenin, este modelo é capaz de descrever satisfatoriamente o comportamento da bateria durante a etapa de carga com a vantagem de necessitar apenas de parâmetros fornecidos na folha de dados da bateria.

O circuito equivalente da bateria de chumbo-ácido durante a etapa de carga, segundo este modelo, é apresentado na Figura 43.

Figura 43 – Modelo de primeira ordem de uma bateria de chumbo-ácido durante o estágio de recarga.



Fonte: Adaptado de TEXAS INSTRUMENTS (1999).

O elemento C_B representa a capacidade da bateria, sendo determinado empiricamente pela equação (31), onde C é a capacidade da bateria em Ah, considerando um regime de descarga de 10 horas (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

¹ I_{MPP} definida na Figura 10 da Seção 2.2.

$$C_B[F] = C \cdot 100 \quad (31)$$

R_i representa a resistência interna da bateria. Esse parâmetro depende do número de células, temperatura, corrente de carga, estado de carga, estado de saúde, entre outros fatores (LAZZARIN, 2006). De acordo com TEXAS INSTRUMENTS (1999), pode-se calcular a resistência média ao longo de sua faixa de variação (extraída da folha de dados da bateria) e utilizar este valor como parâmetro do modelo.

A resistência R_o modela os efeitos da corrente de carga drenada pela bateria. Como esta corrente varia ao longo do processo de recarga, o valor de R_o também varia, de acordo com (32) e (33), onde V_{BLK} é a tensão de equalização de cada célula, N é o número de células da bateria (para uma bateria de 12 V, $N = 6$ e $V_{BLK} = 2.45$ V) e I_{min} e I_{max} são as correntes mínima e máxima de carga, respectivamente. O pior caso em termos de estabilidade do sistema ocorre com $R_{o(min)}$ (TEXAS INSTRUMENTS, 1999). Por esta razão, utiliza-se esse valor no projeto do sistema de controle.

$$R_{o(min)}[\Omega] = \frac{N \cdot V_{BLK}}{I_{min}} \quad (32)$$

$$R_{o(max)}[\Omega] = \frac{N \cdot V_{BLK}}{I_{max}} \quad (33)$$

Em termos práticos, considerando a topologia proposta no modo carregador de bateria, o modelo utilizado resultará efetivamente em um conversor buck com carga puramente resistiva. A capacitância C_B tem valor muito maior do que o capacitor de saída C_L do conversor ao qual estará conectada em paralelo. Assim, os parâmetros de C_L serão dominantes na resposta transitória do sistema.

4.6.3 Modelo do conversor

Considerando o conversor em modo de condução contínua, sua modelagem pelo método das variáveis de estado é bastante simples, dependendo das equações diferenciais que descrevem o comportamento das tensões e correntes no indutor e capacitores do circuito em ambas as etapas de operação, conforme apresentado em Erickson e Maksimović (2001). Ambos os semicondutores são considerados ideais, sendo assumido que o interruptor de roda-livre opera de forma complementar ao interruptor principal.

Neste método de representação, as equações que descrevem o comportamento do conversor em cada uma das etapas de operação têm a forma

$$\begin{aligned} \mathbf{K}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_n\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_n\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_n\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_n\mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (34)$$

onde $\mathbf{x}(t)$ é o vetor de estados (tipicamente tensões e correntes dos elementos armazenadores de energia), \mathbf{A}_n é a matriz de estado da etapa n , \mathbf{B}_n é a matriz de entrada da etapa n , $\mathbf{u}(t)$ é o vetor de entrada, $\mathbf{y}(t)$ é o vetor de saída, \mathbf{C}_n é a matriz de saída da etapa n , \mathbf{E}_n é a matriz de transmissão da etapa n e \mathbf{K} é uma matriz das indutâncias e capacitâncias do circuito.

Utilizando (34), pode-se obter um modelo médio dos estados de um circuito em um período de comutação conforme (35):

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} &= d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} &= d\mathbf{C}_1 + (1-d)\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} &= d\mathbf{E}_1 + (1-d)\mathbf{E}_2\end{aligned}\tag{35}$$

onde d é a razão cíclica em regime permanente do conversor no ponto de operação.

Assumindo que as frequências naturais do conversor e as constantes de tempo de suas variáveis de entrada serem bem menores do que a frequência de comutação, os valores dos estados e das saídas no ponto de operação podem ser determinados por

$$\begin{aligned}\mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{BU} \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}\end{aligned}\tag{36}$$

onde \mathbf{X} , \mathbf{U} e \mathbf{Y} representam o vetor de estados, vetor de entradas e vetor de saídas, respectivamente, em regime permanente no ponto de operação.

Assim, aplicando o método da perturbação e linearização e desprezando os termos resultantes CC e CA de maior ordem, obtém-se o sistema dado em (37) que representa o modelo de pequenos sinais do conversor.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{K}}\hat{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\hat{d}(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]\hat{d}(t)\end{aligned}\tag{37}$$

Neste conjunto de equações, $\hat{\mathbf{x}}(t)$, $\hat{\mathbf{u}}(t)$, $\hat{\mathbf{y}}(t)$ e $\hat{d}(t)$ correspondem às variações em pequenos sinais de \mathbf{X} , \mathbf{U} , \mathbf{Y} e d , respectivamente, em torno do ponto de operação quiescente determinado em (36).

O sistema apresentado em (37) pode ser reescrito na forma matricial mostrada em (38), chamada de forma padrão de representação em espaço de estados:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{C}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t)\end{aligned}\tag{38}$$

onde \mathbf{A}_p , \mathbf{B}_p , \mathbf{C}_p , \mathbf{E}_p e $\hat{\mathbf{u}}_p(t)$ são definidos pelas matrizes dadas em (39) e (40).

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1}\mathbf{A} \\ \mathbf{B}_p &= \left[\begin{array}{cc} \mathbf{K}^{-1}\mathbf{B} & \mathbf{K}^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] \end{array} \right] \\ \mathbf{C}_p &= \mathbf{C}\end{aligned}\tag{39}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_p &= \left[\begin{array}{cc} \mathbf{E} & [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}] \end{array} \right] \\ \hat{\mathbf{u}}_p(t) &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{40}$$

Para a obtenção das funções de transferência do sistema, primeiramente aplica-se a transformada de Laplace ao sistema (38), obtendo-se (41).

$$\begin{aligned}s\hat{\mathbf{X}}(s) &= \mathbf{A}_p\hat{\mathbf{X}}(s) + \mathbf{B}_p\hat{\mathbf{U}}_p(s) \\ \hat{\mathbf{Y}}(s) &= \mathbf{C}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p\hat{\mathbf{U}}_p(s)\end{aligned}\tag{41}$$

Assim, pode-se definir a matriz de transferência de pequenos sinais $\hat{\mathbf{G}}(s)$:

$$\hat{\mathbf{G}}(s) = \frac{\hat{\mathbf{Y}}(s)}{\hat{\mathbf{U}}_p(s)} = \mathbf{C}_p(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p)^{-1}\mathbf{B}_p + \mathbf{E}_p\tag{42}$$

onde \mathbf{I} é a matriz identidade de ordem igual à de \mathbf{A}_p .

Cada um dos termos de $\hat{\mathbf{G}}(s)$ relaciona as variações em pequenos sinais de uma das variáveis de saída com as variações de uma das variáveis de entrada. Considerando, por exemplo, um sistema com duas entradas e duas saídas, descrito por (43), pode-se obter quatro funções de transferência distintas, apresentadas em (44).

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_1(s) \\ \hat{y}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_1(s) \\ \hat{u}_2(s) \end{bmatrix}\tag{43}$$

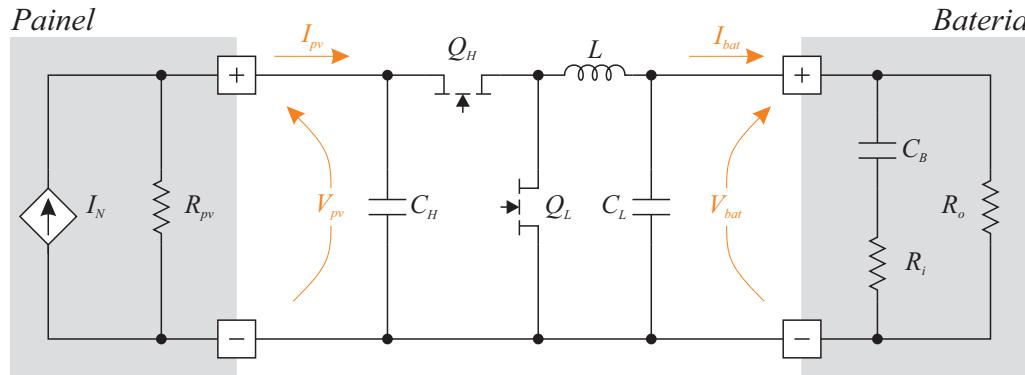
$$\begin{aligned}G_{11} &= \frac{\hat{y}_1(s)}{\hat{u}_1(s)} \Big|_{\hat{u}_2(s)=0} & G_{12} &= \frac{\hat{y}_1(s)}{\hat{u}_2(s)} \Big|_{\hat{u}_1(s)=0} \\ G_{21} &= \frac{\hat{y}_2(s)}{\hat{u}_1(s)} \Big|_{\hat{u}_2(s)=0} & G_{22} &= \frac{\hat{y}_2(s)}{\hat{u}_2(s)} \Big|_{\hat{u}_1(s)=0}\end{aligned}\tag{44}$$

No caso do conversor proposto, o modelo de pequenos sinais utilizado para o projeto e simulação do sistema de controle é subdividido em dois modelos distintos, um para cada modo de operação do sistema.

Análises detalhadas da modelagem de um conversor buck operando como carregador de baterias de chumbo-ácido são apresentadas por Lazzarin (2006) e Seguel (2009) e serviram de base para este trabalho.

A Figura 44 apresenta o circuito equivalente do conversor em modo carregador de baterias já considerando o modelo da bateria descrito anteriormente.

Figura 44 – Circuito equivalente do conversor em modo carregador considerando modelos do painel e bateria.



Fonte: Autor.

Como no modo carregador de bateria se faz necessário o controle da corrente e da tensão nos terminais de conexão da bateria, duas funções de transferência devem ser obtidas para o projeto dos compensadores. A primeira deve relacionar as variações na corrente de carga da bateria pelas variações da razão cíclica do conversor enquanto a segunda deve relacionar as variações da tensão nos terminais da bateria pelas variações da razão cíclica.

As variáveis de entrada, saída e de estado consideradas no modelo do conversor são apresentadas na Tabela 2. Como a capacitância C_B do modelo equivalente da bateria tem um valor bastante elevado, suas variações de tensão em relação ao período de comutação são ínfimas. Desta forma, pode-se considerar que esta capacitância atua como uma fonte de tensão constante, de valor V_{C_B} (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

Os valores das variáveis de entrada dependem do ponto de operação considerado (irradiância solar, estado de carga da bateria, tensões da bateria e do painel fotovoltaico).

Tabela 2 – Definição das variáveis para o modelo em espaço de estados do conversor em modo carregador de bateria.

| Entradas | Saídas | Variáveis de estado |
|-----------------|--------------------|---------------------|
| $u_1 = I_N$ | $y_1 = I_{bat}(t)$ | $x_1 = I_L(t)$ |
| $u_2 = V_{C_B}$ | $y_2 = V_{pv}(t)$ | $x_2 = V_{pv}(t)$ |
| | $y_3 = V_{bat}(t)$ | $x_3 = V_{bat}(t)$ |

Fonte: Autor.

Após a determinação das equações de estado do conversor da Figura 44 e substituição dos seus valores em (35) e (36), chega-se à expressão (45), que descreve os valores dos estados e das saídas em regime permanente no ponto quiescente de operação.

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_{pv} \\ V_{bat} \end{bmatrix} = Y = \begin{bmatrix} I_{bat} \\ V_{pv} \\ V_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d_{charger} \cdot I_N \cdot R_{pv}(R_i + R_o) - R_o \cdot V_{C_B}}{R_i \cdot R_o + d_{charger}^2 \cdot R_{pv}(R_i + R_o)} \\ \frac{R_o \cdot R_{pv}(d_{charger} \cdot V_{C_B} + I_N \cdot R_i)}{R_i \cdot R_o + d_{charger}^2 \cdot R_{pv}(R_i + R_o)} \\ \frac{R_o \cdot R_{pv}(d_{charger} \cdot V_{C_B} + I_N \cdot R_i) \cdot d_{charger}}{R_i \cdot R_o + d_{charger}^2 \cdot R_{pv}(R_i + R_o)} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Substituindo as mesmas equações diferenciais em (37) e aplicando o método da perturbação e linearização, obtém-se o modelo linearizado de pequenos sinais do conversor operando em modo carregador de baterias, representado na forma padrão em (46) e (47).

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{pv} \\ \hat{v}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_{charger}}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{d_{charger}}{C_H} & \frac{-1}{R_{pv} \cdot C_H} & 0 \\ \frac{1}{C_L} & 0 & -\frac{R_i + R_o}{R_i \cdot R_o \cdot C_H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{pv} \\ \hat{v}_{bat} \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{R_o \cdot R_{pv} (d_{charger} \cdot V_{C_B} + I_N \cdot R_i)}{L [R_i \cdot R_o + d_{charger}^2 \cdot R_{pv} (R_i + R_o)]} \\ \frac{1}{C_H} & 0 & \frac{R_o \cdot V_{C_B} - d_{charger} \cdot I_N \cdot R_{pv} (R_i + R_o)}{C_H [R_i \cdot R_o + d_{charger}^2 \cdot R_{pv} (R_i + R_o)]} \\ 0 & \frac{1}{R_i \cdot C_L} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_N \\ \hat{V}_{C_B} \\ \hat{d}_{charger} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{bat} \\ \hat{v}_{pv} \\ \hat{v}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{R_i + R_o}{R_i \cdot R_o} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{pv} \\ \hat{v}_{bat} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{R_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_N \\ \hat{V}_{C_B} \\ \hat{d}_{charger} \end{bmatrix} \quad (47)$$

Para validação do modelo, simulou-se no software PSIM v9.1 um conversor bidirecional em modo carregador de baterias com os parâmetros da Tabela 3. A Figura 45 apresenta o resultado de simulação para a corrente de carga da bateria em resposta a um degrau de 1% na razão cíclica $d_{charger}$ e também a resposta da tensão de saída do conversor para o mesmo degrau de razão cíclica. São mostrados simultaneamente o modelo chaveado e o modelo médio. Os resultados obtidos mostram que o modelo linearizado apresenta um comportamento satisfatório, uma vez que representa o valor médio do modelo chaveado.

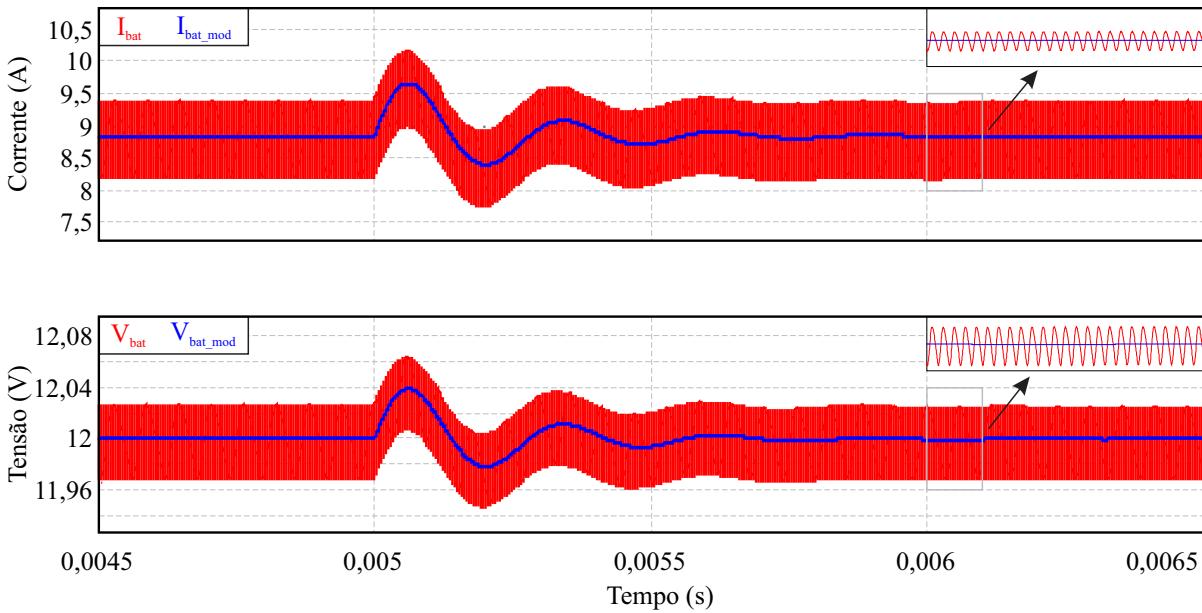
Já no modo *driver* de LED, a potência de saída pode ser controlada através de uma malha de corrente e do valor instantâneo da tensão do LED. Assim, apenas a equação que relaciona as

Tabela 3 – Parâmetros do conversor utilizado na simulação

| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|---------------------------------|-----------|-----------------|
| Frequência de comutação | f_{sw} | 250 kHz |
| Capacitância de entrada | C_H | 14,2 μF |
| Capacitância de saída | C_L | 14,2 μF |
| Indutância | L | 15 μH |
| Corrente do painel | I_N | 5,8 A |
| Resistência do painel | R_{pv} | 12,621 Ω |
| Tensão equivalente C_B | V_{C_B} | 12 V |
| Resistência interna da bateria | R_i | 0,05 Ω |
| Resistência de carga da bateria | R_o | 1,3567 Ω |

Fonte: Autor.

Figura 45 – Resposta a um degrau de 1% na razão cíclica do conversor. Corrente (acima) e tensão (abaixo) da bateria.



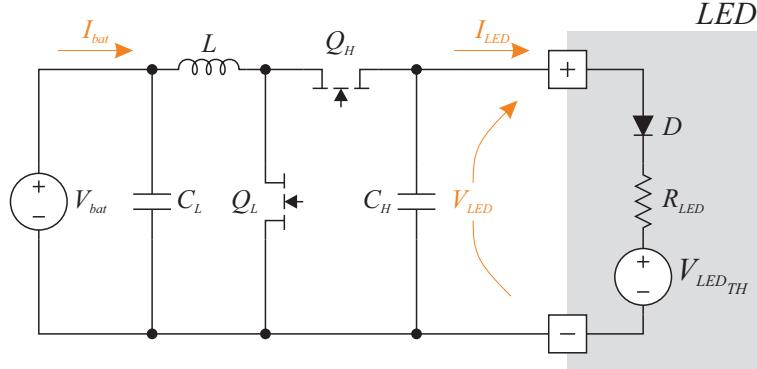
Fonte: Autor.

variações de corrente do LED com a razão cíclica se faz necessária.

O circuito equivalente do conversor em modo *driver* de LED já considerando o modelo da bateria descrito anteriormente é apresentado na Figura 46.

As variáveis de entrada e saída do modelo e os estados considerados são apresentados na Tabela 4. Neste modo, a bateria é considerada uma fonte de tensão constante. A tensão limiar do LED é considerada uma variável de entrada no modelo para incluir o modelo linear do LED no modelo dinâmico do conversor neste modo de operação, conforme descrito por Almeida et al. (2013).

Figura 46 – Circuito equivalente do conversor em modo *driver* considerando o modelo do LED.



Fonte: Autor.

Tabela 4 – Definição das variáveis para o modelo em espaço de estados do conversor em modo *driver*.

| Entradas | Saídas | Variáveis de estado |
|----------------------|--------------------|---------------------|
| $u_1 = V_{LED_{TH}}$ | $y_1 = I_{LED}(t)$ | $x_1 = I_L(t)$ |
| $u_2 = V_{bat}$ | $y_2 = V_{LED}(t)$ | $x_2 = V_{LED}(t)$ |

Fonte: Autor.

Assim como no modo carregador, após a determinação das equações diferenciais dos elementos do circuito em modo *driver* e substituição dos seus valores em (35) e (36), obtém-se o sistema expresso em (48) e (49), que representam os valores dos estados e das saídas no ponto quiescente de operação, respectivamente.

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_{LED} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{bat} - V_{LED_{TH}} \cdot dc_{driver}}{R_{LED} \cdot dc_{driver}^2} \\ \frac{V_{bat}}{dc_{driver}} \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$Y = \begin{bmatrix} I_{LED} \\ V_{LED} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{bat} - V_{LED_{TH}} \cdot dc_{driver}}{R_{LED} \cdot dc_{driver}} \\ \frac{V_{bat}}{dc_{driver}} \end{bmatrix} \quad (49)$$

Nas matrizes acima, o termo dc_{driver} é a razão cíclica do interruptor de roda-livre, definido em (50).

$$dc_{driver} = 1 - d_{driver} \quad (50)$$

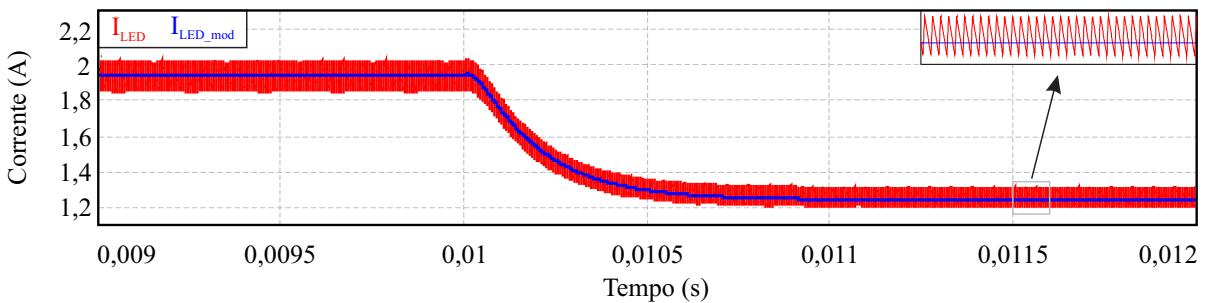
De forma análoga, obtém-se os sistemas (51) e (52), que expressam, na forma padrão, o modelo linearizado de pequenos sinais do conversor em modo *driver* de LED.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ v_{LED} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{dc_{driver}}{L} \\ \frac{dc_{driver}}{C_H} & \frac{-1}{C_H \cdot R_{LED}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ v_{LED} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & \frac{V_{bat}}{L \cdot dc_{driver}} \\ \frac{1}{R_{LED} \cdot C_H} & 0 & -\frac{V_{bat} - V_{LED_{TH}} \cdot dc_{driver}}{R_{LED} \cdot C_H \cdot dc_{driver}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{LED_{TH}} \\ \hat{V}_{bat} \\ \hat{d}_{driver} \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{LED} \\ v_{LED} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_{LED}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ v_{LED} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{LED}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{LED_{TH}} \\ \hat{V}_{bat} \\ \hat{d}_{driver} \end{bmatrix} \quad (52)$$

Assim como para o modo carregador, o modelo equivalente foi validado através de simulação. Os mesmos componentes apresentados anteriormente na Tabela 3 foram utilizados. Contudo, uma frequência de comutação de 345 kHz foi considerada. Como carga, considerou-se um LED com $V_{LED_{TH}}$ de 47,676 V e resistência R_{LED} de 1,8998 Ω. A Figura 47 apresenta a corrente na carga LED em resposta a um degrau de 5% na razão cíclica d_{driver} do conversor. Novamente, nota-se que o modelo representa de forma satisfatória o comportamento do circuito no modo *driver*.

Figura 47 – Corrente do LED em resposta a um degrau de 5% na razão cíclica do conversor.



Fonte: Autor.

4.7 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

A fim de comprovar o funcionamento da topologia proposta e também os modelos dinâmicos e de estimativa de perdas, um primeiro protótipo foi desenvolvido. Nesta etapa do trabalho, o dimensionamento do sistema em termos de autonomia da bateria e potência gerada não foi realizado. Assim, definiram-se de forma arbitrárias as potências em modo carregador e

driver e utilizou-se a metodologia apresentada nas seções anteriores para a escolha dos componentes do circuito.

Optou-se por uma bateria de chumbo-ácido com tensão nominal de 12 V e capacidade de 30 Ah. Neste primeiro 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. A Tabela 5 resume as principais especificações utilizadas para o dimensionamento do protótipo.

Tabela 5 – Especificações do protótipo desenvolvido.

| Parâmetro | Modo Carregador | Modo Driver |
|----------------------------------|-----------------|-------------|
| Tensão de entrada (V) | 20-45 | 10-15 |
| Tensão de saída (V) | 10-15 | 48-52 |
| Potência máxima de entrada (W) | 100 | 100 |
| Tempo morto (ns) | 20 | 20 |
| Ondulação de corrente em L (%) | 40 | 40 |
| Ondulação de tensão na saída (%) | 2 | 1 |

Fonte: Autor.

As frequências de comutação em cada um dos modos foram definidas arbitrariamente em 250 kHz (carregador) e 345 kHz (*driver*). Contudo, para a validação do método de estimativa de perdas, o conversor também foi avaliado com frequências de 345 kHz (carregador) e 250 kHz (*driver*).

Como fonte fotovoltaica, selecionaram-se dois painéis de 50 Wp em conexão série e um LED *chip on board* (COB) de 100 W como carga. Utilizando a metodologia de projeto definida na Seção 4.4, dimensionou-se o restante dos componentes do circuito, apresentados na Tabela 6.

Uma imagem do protótipo desenvolvido é apresentada na Figura 48 juntamente com uma descrição de cada componente. A fim de facilitar o processo de montagem e possibilitar a dissipação de calor pela camada inferior da placa, todos os componentes foram posicionados na camada superior. O protótipo apresenta um volume de 23,55 cm³, resultando em uma densidade de potência de 4,25 W/cm³.

O diodo *D* foi alocado externamente à placa, na caixa de conexão do painel fotovoltaico. O esquemático completo da placa juntamente com uma breve descrição de seu *layout* é apresentado no Apêndice A deste documento.

4.7.1 Sistema de Controle

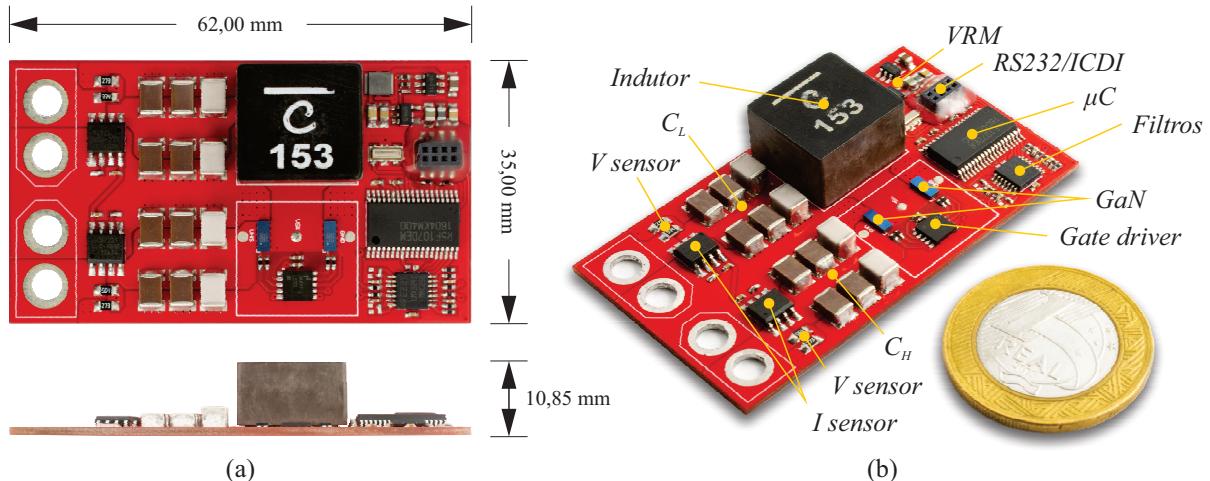
A Figura 49 apresenta o esquemático simplificado do sistema proposto com o circuito de potência e os blocos que constituem o sistema de controle.

Tabela 6 – Componentes do protótipo desenvolvido.

| Componente | Símbolo | Valor |
|--------------------|------------|--|
| Indutor | L | Coilcraft XAL1510 15 μ H |
| Capacitores | C_H, C_L | 4x C4532X7S2A335K200KB 2x CGA2B2X5R1C104K050BA 4x3,3 μ F + 2x100 nF = 13,4 μ F |
| Interruptores | Q_H, Q_L | EPC2001C |
| LED | LED | G9-654H2818-P0F2MA $V_{LED_{TH}} = 48,2$ V - $R_{LED} = 3,04$ Ω |
| Diodo | D | NTST30100CT |
| Bateria | Bat | Unipower UPMF500 |
| Fonte fotovoltaica | PV | 2x RNG-50D-SS (Série) $V_{mpp} = 36,6$ V - $I_{mpp} = 2,9$ A |

Fonte: Autor.

Figura 48 – Placa de circuito impresso do protótipo implementado: (a) Vistas superior e lateral (Escala 1:1); (b) Descrição dos componentes.

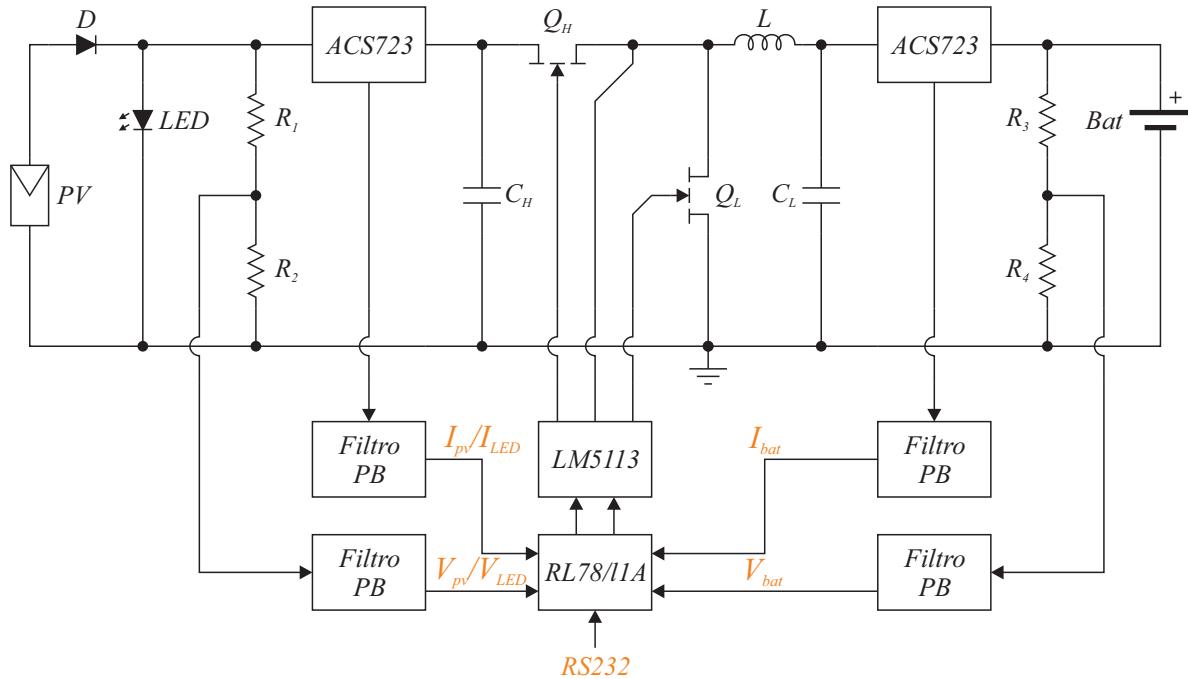


Fonte: Autor.

O sistema de controle do protótipo é baseado no microcontrolador RL78/I1A da empresa Renesas Electronics. Dois fatores foram decisivos na escolha do microcontrolador: Tensão de alimentação e resolução máxima da modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*).

Os interruptores GaN escolhidos operam com tensão de *gate* nominal de 5V. Assim, utilizando-se um microcontrolador capaz de operar neste nível de tensão, pode-se alimentá-lo a partir da mesma fonte de tensão do *gate driver*, eliminando a necessidade de uma fonte de

Figura 49 – Esquemático simplificado do sistema de controle proposto.



Fonte: Autor.

tensão auxiliar adicional.

Em relação ao modulador PWM, o sistema de controle deve atuar com velocidade e resolução suficientes, a fim de garantir estabilidade e resposta rápida a perturbações (PETER-CHEV; SANDERS, 2003; BRADLEY; ALARCON; FEELY, 2014). Em um microcontrolador operando com determinada frequência de *clock*, a resolução do modulador² é inversamente proporcional à frequência do PWM. Assim, em conversores comutados em alta frequência, necessita-se de microcontroladores com *clocks* mais altos ou com artifícios para aumentar a resolução do PWM.

No caso do RL78/I1A, o aumento da resolução do modulador PWM é obtido através da técnica chamada *dithering*. Neste método, a razão cíclica do PWM não é mantida constante no valor desejado. Em vez disso, o valor da razão cíclica é ajustado em um bit menos significativo (LSB, do inglês *Least Significant Bit*) em um padrão repetitivo dentro de um número definido de períodos do PWM, denominado *frame*. Assim, dentro de um *frame* a razão cíclica média pode ser ajustada em valores fracionários, efetivamente multiplicando a resolução do PWM pelo tamanho do *frame* (ST MICROELECTRONICS, 2017).

Desta forma, com uma frequência de *clock* de 64 MHz e um *frame* de 16 períodos de PWM, o RL78/I1A alcança uma resolução efetiva de 0,977 ns, suficiente para operar o conversor de forma satisfatória nas frequências de comutação desejadas.

Sensores de efeito *hall* (ACS723 da empresa Allegro Microsystems) foram utilizados

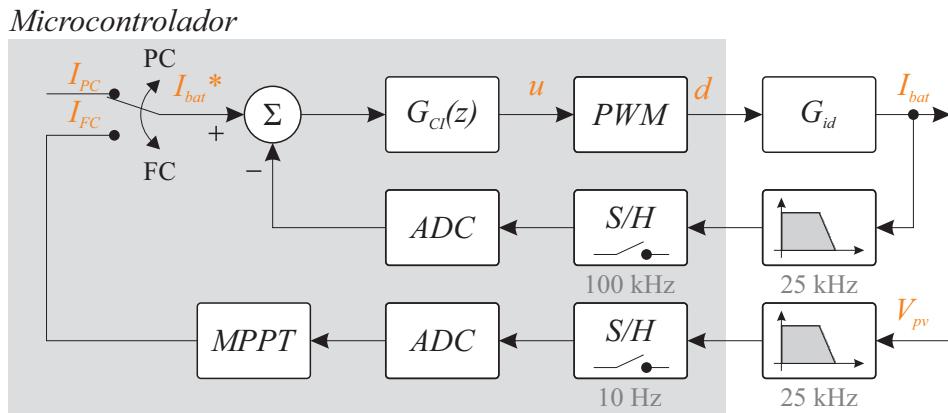
²Resolução do modulador PWM se refere ao número de níveis representáveis no intervalo de 0 à 100% de razão cíclica.

para medir de forma bidirecional as correntes de entrada e saída do conversor. O sinal de saída dos sensores de corrente e de tensão passam por filtros passa-baixas antes da entrada do microcontrolador. Estes filtros anti-aliasing têm frequência de corte definida em 25 kHz, uma década abaixo da menor frequência de chaveamento do conversor. Apesar de um único sensor de corrente ser efetivamente necessário para o controle do circuito (e.g. medição da corrente da bateria e estimativa da corrente do painel/LED), mantiveram-se sensores em ambas as portas do circuito para garantir flexibilidade ao sistema.

Para o projeto dos controladores, os modelos de pequenos sinais do sistema descritos na Seção 4.6 foram avaliados para cada modo em diferentes pontos de operação e, em cada caso, as condições que resultaram nos sistemas com menores margens de fase foram utilizados no projeto.

O diagrama de blocos da Figura 50 ilustra o sistema de controle do conversor durante as etapas de carregamento em corrente constante da bateria (PC e FC). Na primeira, a corrente de referência da malha é constante enquanto na segunda, a corrente é determinada pelo algoritmo MPPT.

Figura 50 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo fonte de corrente.



Fonte: Autor.

Conforme Kini et al. (2017), a eficiência de conversores baseados em GaN não é afetada pelo algoritmo de MPPT utilizado. Assim, as mesmas estratégias já consolidadas em conversores baseados em silício podem ser utilizadas com as vantagens da maior energia transferida à bateria devido a maior eficiência e menor tempo de convergência do algoritmo em função das maiores frequências de operação utilizadas.

No protótipo desenvolvido, utilizou-se o método da tensão constante para rastreamento do MPP devido à sua simplicidade. Para eliminar a necessidade de desconexão do painel para aquisição do valor de sua tensão de circuito aberto, a tensão de operação do painel foi utilizada, conforme descrito na Seção 2.2 (CELANI, 2013).

A tensão medida nos terminais do painel fotovoltaico é comparada à tensão nominal do ponto de máxima potência. Caso a tensão medida tenha valor maior que a referência, a corrente de carga da bateria é aumentada em incrementos de 25 mA até que a tensão do painel se

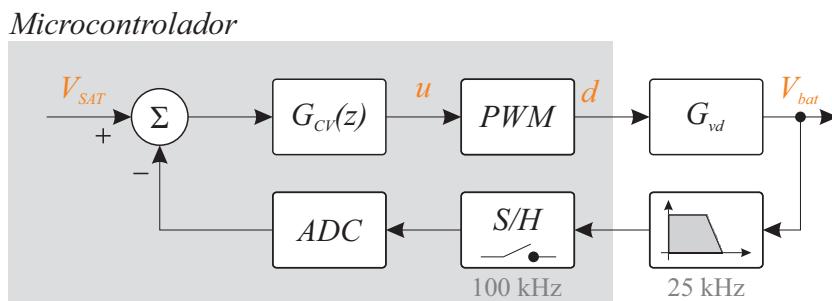
estabilize em torno do valor desejado. Caso a tensão do painel esteja menor que a referência, o processo inverso é realizado. A aquisição da tensão do painel e cálculo da corrente de referência são executados a cada 100 ms.

Um controlador proporcional-integral (PI) foi empregado no cálculo da ação de controle. O laço de controle é executado em 100 kHz, maior frequência possível devido ao tempo requerido pelo microcontrolador para conversão analógica-digital das entradas e cálculo da ação de controle. A aquisição da tensão da bateria para determinação da etapa de recarga é realizada a cada 1 ms.

Como objetivos de controle, buscou-se obter o controlador com a resposta mais rápida a distúrbios sem a ocorrência de sobrecorrentes maiores que 10% do valor nominal na bateria. O controlador de corrente projetado apresenta margem de fase de 50° e frequência de corte de 7 kHz, resultando em uma resposta ao degrau com tempo de acomodação de 0,9 ms.

Na etapa de carregamento com tensão constante (Sat), o sistema de controle opera conforme o diagrama de blocos da Figura 51. Assim como nas etapas anteriores, um controlador PI com frequência de amostragem de 100 kHz é utilizado para controlar a tensão da bateria. Como nesta etapa o algoritmo MPPT não é utilizado, a tensão do painel é monitorada apenas para garantir que a potência gerada seja suficiente para atender a demanda da bateria. Este monitoramento é realizado a cada 1 ms, assim como a aquisição do valor da corrente da bateria, utilizado para determinar o fim do processo de recarga.

Figura 51 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo fonte de tensão.



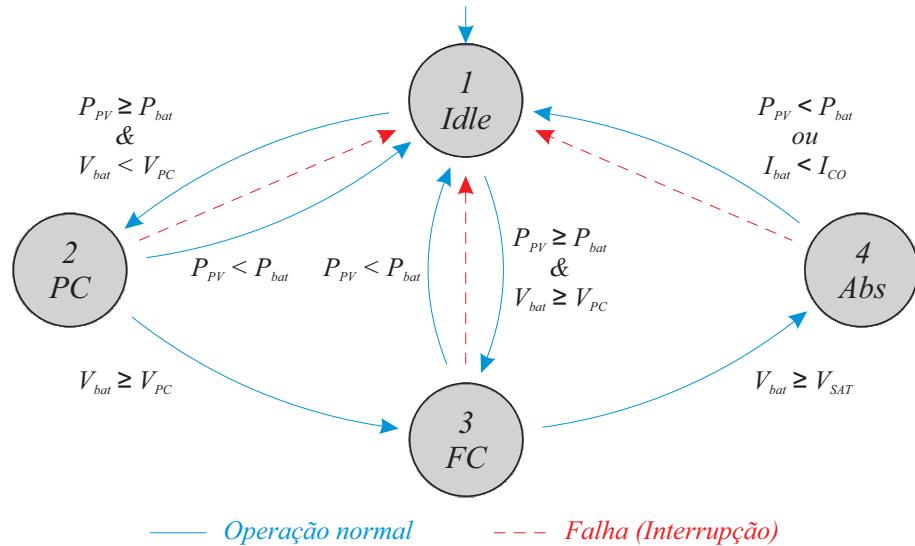
Fonte: Autor.

O controlador utilizado nesta etapa apresenta as mesmas características daquele utilizado no modo de carregamento com corrente constante, resultando em uma resposta ao degrau com tempo de acomodação de 0,89 ms.

A implementação do sistema de controle em cada modo de operação foi feita utilizando uma combinação de máquinas de estado e interrupções de código. No modo carregador de bateria, existem quatro estados distintos, um para cada etapa do processo de carga. A Figura 52 apresenta graficamente os estados desse modo de operação e as condições necessárias para a transição entre os estados.

Cada estado determina o comportamento geral do sistema, como qual variável deve ser controlada (tensão ou corrente da bateria) e qual referência deve ser utilizada no controle

Figura 52 – Máquina de estados do sistema de controle em modo carregador. Linhas azuis representam condições normais de operação. Linhas vermelhas representam condições de falha do sistema.



Fonte: Autor.

(corrente fixa, tensão fixa ou MPPT). Quando operando em determinado estado, interrupções são utilizadas para aquisição das variáveis e cálculo da lei de controle.

Além disso, um sistema de detecção de falha (sobrecorrente, sub e sobretensão ou desconexão da entrada) foi implementado. Quando uma situação anormal é detectada, o sistema de controle retorna ao estado *Idle*, interrompendo o funcionamento do estágio de potência.

Após a detecção da falha, o sistema continua monitorando as tensões e correntes do conversor, retornando ao modo de operação anterior assim que as variáveis monitoradas retornam à faixa de valores aceitáveis.

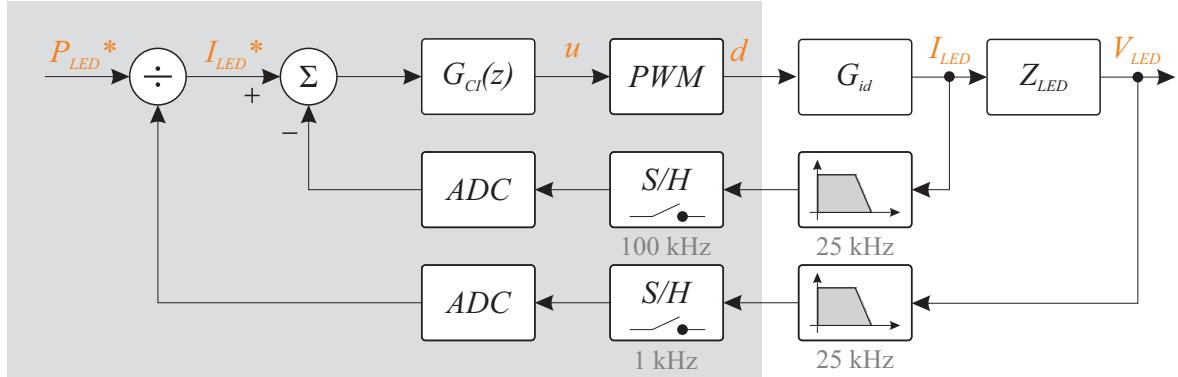
No modo *driver* de LED, o sistema de controle segue o diagrama de blocos apresentado na Figura 53. A tensão do LED é medida a cada 1 ms e seu valor é utilizado para determinar a corrente de referência do controlador G_{CI} , de forma a manter a potência do LED constante.

Assim como no modo carregador, um controlador PI foi implementado com frequência de aquisição de 100 kHz. Como objetivos de controle, buscou-se obter o controlador com a resposta mais rápida a distúrbios sem a ocorrência de sobrecorrentes maiores que 10% do valor nominal no LED. O controlador implementado tem margem de fase de 60° e frequência de corte de 1.25 kHz. Neste modo, a malha fechada do sistema apresenta tempo de acomodação de 0.45 ms.

A implementação em código-fonte do sistema de controle em modo *driver* também foi feita utilizando máquinas de estado e interrupções. A Figura 54 apresenta graficamente os estados do sistema neste modo. O conversor permanece em estado *Idle* caso alguma falha seja detectada, caso a bateria seja completamente descarregada ou através de um comando externo. No outro estado possível, denominado *Run*, o LED é acionado e sua potência regulada pela

Figura 53 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo *driver*. A potência de referência P_{LED}^* varia de acordo com o nível de dimerização desejado.

Microcontrolador



Fonte: Autor.

malha de controle. Neste estado, a aquisição das variáveis e o cálculo da lei de controle são realizados em uma interrupção.

Figura 54 – Máquina de estados do sistema de controle em modo *driver*. Linhas azuis representam condições normais de operação. Linhas vermelhas representam condições de falha do sistema.

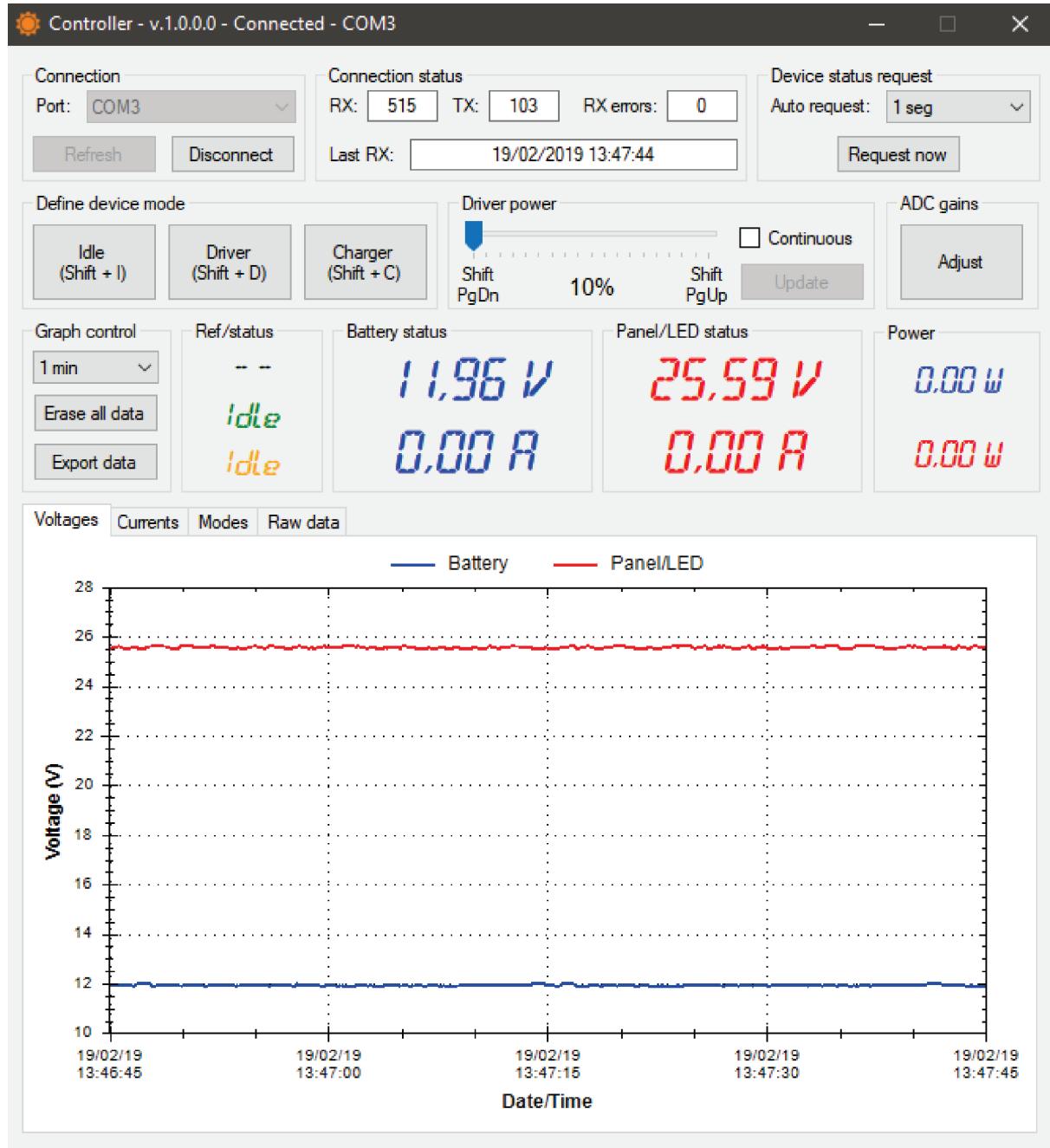


Fonte: Autor.

Sensores de luminosidade não foram previstos neste primeiro protótipo. Assim, o comando que alterna entre os modos carregador ou *driver* deve ser realizado através de uma entrada digital do microcontrolador (conectada a um fotodiodo, por exemplo), ou através do sistema supervisório.

De forma a controlar o comportamento do sistema e monitorar seus parâmetros nos diferentes modos de operação, um programa supervisório foi desenvolvido em linguagem C#. A Figura 55 apresenta uma captura da tela do programa. Com ele é possível definir o modo de operação do sistema (carregador, *driver* ou *idle*) e definir a potência entregue ao LED no modo *driver*. Além disso, parâmetros do sistema, como valores de tensão e corrente são exibidos graficamente e podem ser exportados na forma de tabela de dados para análise posterior. A interface entre o circuito e o computador é feita através de um conversor USB/Serial isolado.

Figura 55 – Tela do programa supervisório desenvolvido.



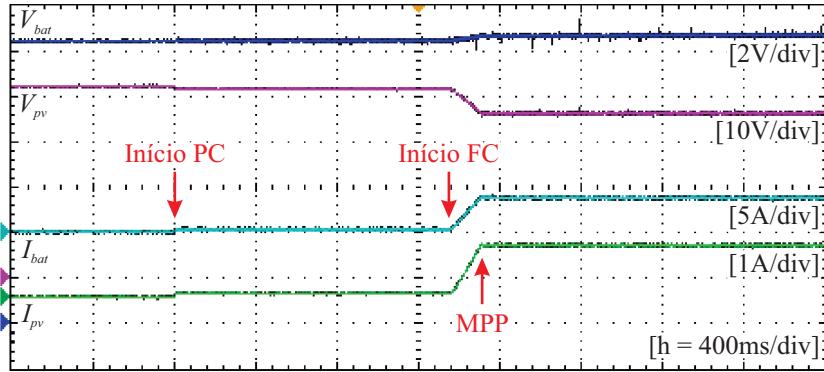
Fonte: Autor.

4.7.2 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do protótipo desenvolvido. 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 (V_{mpp} 36,6 V, I_{mpp} 2,9 A com irradiância nominal de 1000 W/m^2).

A Figura 56 apresenta as formas de onda do circuito nos estágios *precharge* e *fastcharge* com uma irradiância de 500 W/m^2 . Durante a primeira etapa, a corrente de carga é mantida constante em $0,25 \text{ A}$ 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 .

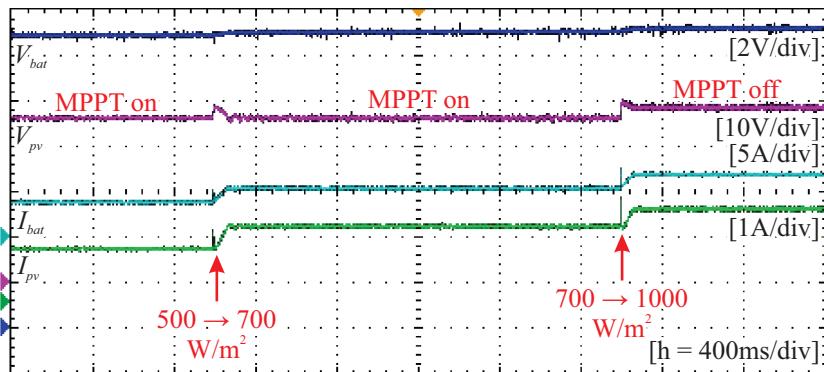
Figura 56 – Formas de onda durante os estágios PC e FC com irradiância de 500 W/m^2 .



Fonte: Autor.

Degraus de irradiância de 500 W/m^2 para 700 W/m^2 e então para 1000 W/m^2 (considerado o valor nominal) são apresentados na Figura 57. 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.

Figura 57 – Degraus de irradiância de 500 W/m^2 para 700 W/m^2 e de 700 W/m^2 a 1000 W/m^2 durante a etapa *fastcharge*.

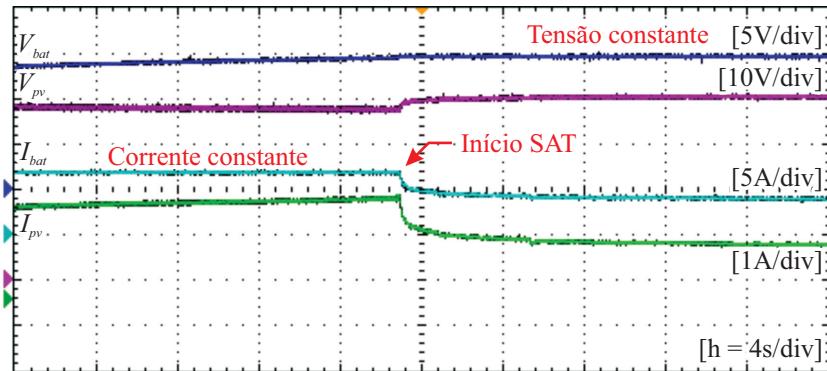


Fonte: Autor.

A transição entre as etapas *fastcharge* e *saturation* é apresentada na Figura 58. 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.

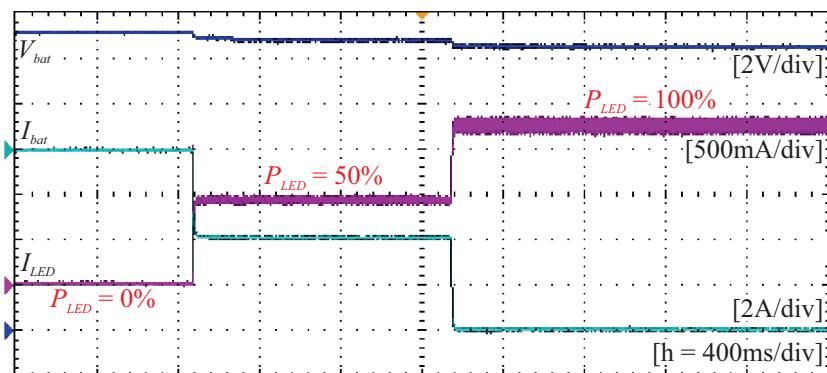
Figura 58 – Transição entre os estágios FC e SAT. Antes do início do estágio SAT o conversor opera com $MPP = 100$ W.



Fonte: Autor.

A Figura 59 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 38 e é negativa para representar o processo de descarga. Como pode ser observado, o sistema de controle mantém a corrente do LED constante rastreando a referência determinada pelo nível de dimerização desejado.

Figura 59 – Formas de onda no modo *driver* de LED para degraus de potência de 0% à 50% e então 100%.



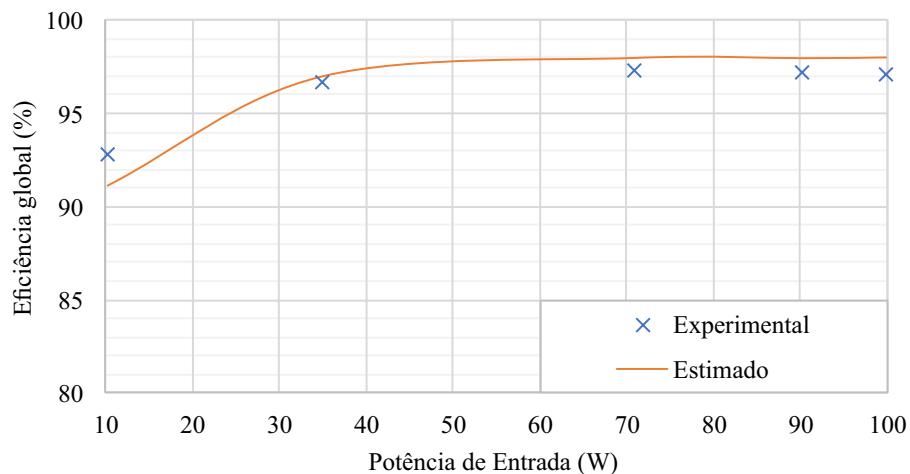
Fonte: Autor.

Com base na metodologia de cálculo de perdas descrita na Seção 4.5, estimou-se a eficiência do circuito em ambos os modos de operação para diversas potências. Para validar os valores estimados, estes foram comparados com os resultados obtidos experimentalmente, medidos utilizando um analisador de potência (Yokogawa WT1800). As resistências de operação dos componentes do circuito foram estimadas com base em seus valores nominais e na temperatura de operação medida com o auxílio de uma câmera térmica (Fluke Ti 32).

A Figura 60 apresenta as curvas de eficiência medidas e estimadas para o conversor

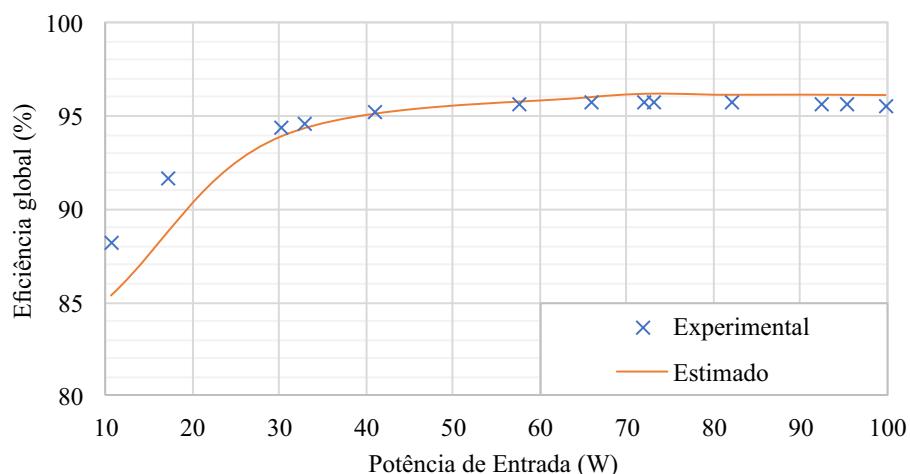
operando em modo carregador de bateria enquanto na Figura 61 o modo *driver* de LED é apresentado.

Figura 60 – Curva de eficiência medida e estimada para o conversor operando em modo carregador de bateria.



Fonte: Autor.

Figura 61 – Curva de eficiência medida e estimada para o conversor operando em modo *driver* de LED.



Fonte: Autor.

No modo carregador de bateria, o circuito atingiu uma eficiência de pico de 97,3% e manteve eficiências maiores que 92% em todos os pontos de operação. Além disso, o conversor apresenta um rendimento praticamente constante para potências de operação maiores que 40% do valor nominal, corroborando os dados apresentados na literatura sobre a melhoria do desempenho de conversores através da utilização de semicondutores GaN. Já no modo *driver* de LED, a eficiência medida e estimada é ligeiramente menor do que no modo carregador.

Uma eficiência de pico de 95,8% foi atingida quando o circuito opera em 75% de sua potência nominal.

A fim de testar a metodologia de estimativa de perdas em um segundo ponto de operação, o mesmo conversor foi testado com frequências de comutação diferentes em cada modo: 345 kHz (carregador) e 250 kHz (*driver*). A Tabela 7 apresenta os erros relativos médio e máximo entre os rendimentos medidos e estimados.

Tabela 7 – Erros relativos médios e máximos entre os valores medidos e estimados.

| Frequência (kHz) | Carregador | | Driver | |
|-------------------------|-------------------|---------|---------------|---------|
| | Med (%) | Max (%) | Med (%) | Max (%) |
| 250 | 0,625 | 1,63 | 1,05 | 1,86 |
| 345 | 0,957 | 1,29 | 0,455 | 2,73 |

Fonte: Autor.

Como pode ser visto, o método de estimativa das perdas apresenta boa correlação com os resultados experimentais, especialmente para potências mais próximas dos valores nominais. As maiores discrepâncias nas baixas potências se devem, principalmente, às maiores parcelas de potência consumidas pelos circuitos auxiliares em comparação com o circuito de potência nessa faixa. Além disso, em potências muito menores que seu valor nominal, o conversor opera em modo de condução descontínua, o que altera suas características e demanda uma modelagem diferente para estimativa de suas perdas.

Nas Figuras 62 e 63 são apresentadas as distribuições de perdas do circuito em potência nominal nos modos carregador de bateria (250 kHz) e *driver* de LED (345 kHz), respectivamente. 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 para garantir sua conexão segura em paralelo, conforme descrito no Capítulo 4). O aumento destas perdas justifica o pequeno decréscimo de rendimento observado quando o conversor opera neste modo.

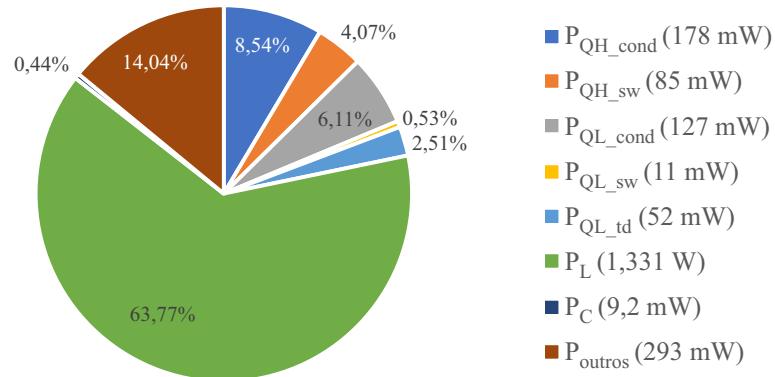
Entretanto, em ambos os modos de operação, o indutor é responsável pela maior parte das perdas do circuito. Isso demonstra que à medida que as tecnologias semicondutoras evoluem e se tornam mais e mais eficientes, especialmente em frequências de comutação mais altas, os componentes passivos se tornam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

Além disso, conforme demonstrado por Bandeira (2018), em um sistema autônomo de iluminação, a potência nominal do conversor responsável pela carga da bateria é muito maior do que o conversor responsável por regular a corrente no LED. Assim, se um único conversor é responsável por realizar ambas as tarefas (como no sistema proposto neste trabalho), o rendimento em modo *driver* de LED é prejudicado (vide Figura 61, onde se pode constatar que menores rendimentos são obtidos quando o conversor opera com cargas reduzidas). Isso faz

com que o projeto convencional dos componentes do circuito não garanta uma solução ótima em termos de aproveitamento de energia.

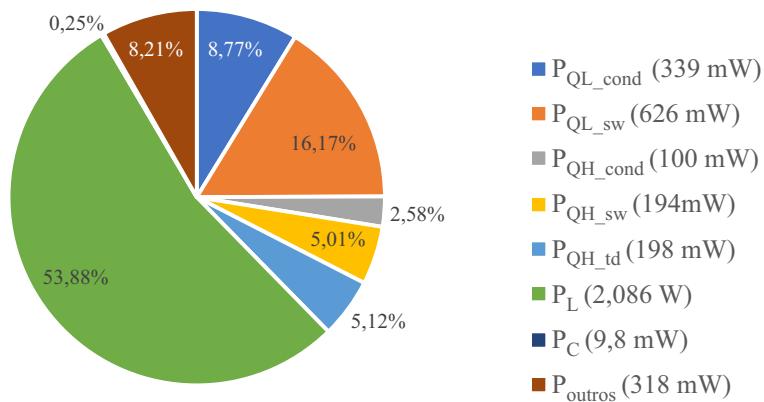
Assim, o próximo capítulo utiliza a metodologia de estimativa de perdas para o desenvolvimento de uma metodologia para a escolha dos elementos de um sistema autônomo de iluminação e também suas frequências de comutação de forma a aproveitar ao máximo a energia armazenada e, consequentemente, maximizar sua autonomia.

Figura 62 – Distribuição de perdas estimada do conversor em modo carregador de bateria. $P_{QH_{cond}}$ e $P_{QH_{sw}}$ são as perdas no interruptor principal Q_H em condução e comutação, respectivamente. $P_{QL_{cond}}$, $P_{QL_{sw}}$ e $P_{QL_{td}}$ 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.



Fonte: Autor.

Figura 63 – Distribuição de perdas estimada do conversor em modo *driver* de LED. $P_{QL_{cond}}$ e $P_{QL_{sw}}$ são as perdas no interruptor principal Q_L em condução e comutação, respectivamente. $P_{QH_{cond}}$, $P_{QH_{sw}}$ e $P_{QH_{td}}$ 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.



Fonte: Autor.

5 PROPOSTA DE PROJETO OTIMIZADO

Este capítulo introduz a proposta de projeto otimizado dos componentes do conversor bidirecional. Este projeto visa a redução da energia perdida pelo conversor considerando todo seu período de funcionamento. Para isso, um algoritmo de busca é utilizado para avaliar um banco de dados de componentes comerciais e determinar, com base no modelo de perdas apresentado anteriormente, a melhor combinação de componentes. Ao longo do capítulo, a metodologia de projeto é apresentada em detalhes utilizando-se um sistema autônomo como exemplo. Após, o projeto é validado através do desenvolvimento experimental e avaliação de quatro protótipos com características distintas.

5.1 INTRODUÇÃO

O projeto convencional de um sistema autônomo de iluminação geralmente segue um caminho de direção única, com pouca margem para otimização. Todas as decisões são tomadas, uma a uma, pelo projetista à medida que cada etapa do processo avança e, geralmente, uma busca exaustiva contemplando todas as possibilidades para determinada variável de projeto não é realizada.

Conforme apresentado na Seção 4.4, o dimensionamento dos componentes passivos do circuito é feito de modo a cumprir os requisitos mínimos de desempenho (ondulações de tensão e corrente nos elementos) para o pior caso em termos das condições de operação. Ou seja, projeta-se um conversor buck e um conversor boost e adota-se, ao final, a maior das indutâncias e as maiores capacitâncias calculadas. Após isso, selecionam-se componentes comerciais que atendam os requisitos de projeto.

Inúmeras combinações de baterias, painéis fotovoltaicos e cargas LED podem ser utilizados em um mesmo projeto, bastando que o conversor estático que interconecta esses elementos garanta a conversão adequada dos níveis de tensão e corrente. Além disso, inúmeros conversores distintos podem ser projetados para atender às mesmas especificações de entrada e saída.

Dada a grande variedade de componentes comerciais disponíveis para serem utilizados no projeto, a escolha de um determinado item pode levar a um produto final que, apesar de atender aos requisitos do projeto, ainda possui ampla margem para melhorias. Um exemplo é a escolha dos painéis solares e baterias com tensões de trabalho muito diferentes, exigindo um conversor de energia com alto ganho de tensão e, portanto, menor eficiência, reduzindo a quantidade de energia captada durante o dia.

Além disso, devido à característica bidirecional do sistema em estudo, um único conversor deve realizar duas funções distintas, muitas vezes com níveis de potência distintos. Assim,

um projeto otimizado deve ser realizado de forma a garantir uma operação satisfatória em ambos os casos. Ainda, a determinação da frequência ótima de operação pode assegurar uma melhora do rendimento do conversor.

Contudo, se apenas o rendimento do conversor em cada modo de operação for considerado no processo de otimização, o sistema resultante pode, apesar da alta eficiência global, apresentar maiores perdas de energia devido às diferentes potências nominais e ao fato de o conversor operar de forma contínua 24 horas por dia.

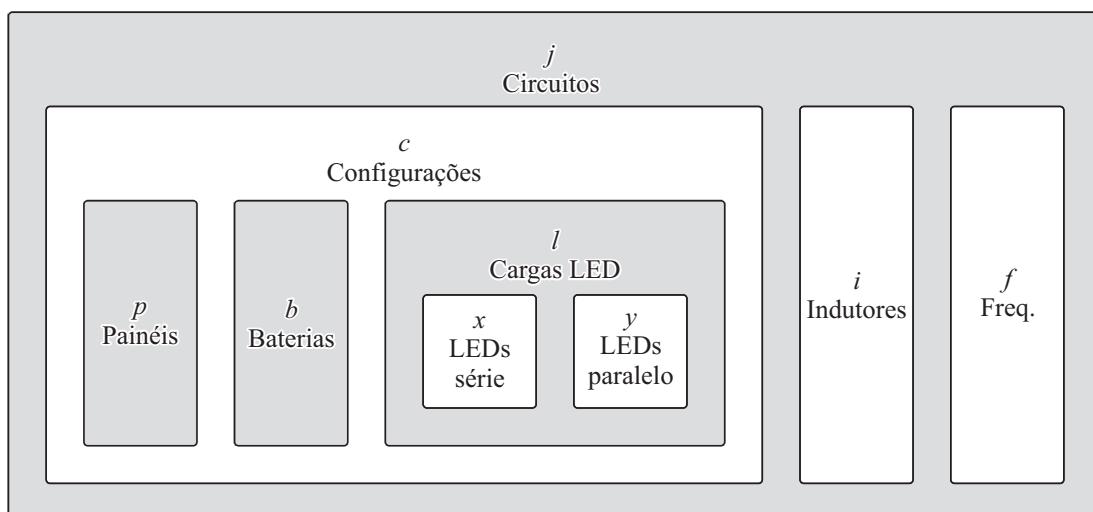
Assim, neste projeto otimizado, busca-se não somente atender aos requisitos mínimos, como também garantir que o sistema resultante apresentará as menores perdas de energia considerando seu funcionamento contínuo.

5.2 METODOLOGIA PROPOSTA

A metodologia de projeto proposta neste trabalho inverte a ordem na qual o fluxo de projeto segue tradicionalmente. Ao contrário do método convencional, no qual valores de indutância e capacitâncias são selecionados com base na frequência de operação escolhida, na metodologia proposta neste trabalho, um banco de dados de componentes comerciais é avaliado ao longo de uma faixa de frequências de comutação. Com isso, busca-se determinar se determinado componente é adequado ao projeto e qual a frequência de operação que garante a maior eficiência do conversor com os componentes selecionados.

A Figura 64 apresenta o conjunto dos elementos utilizados na metodologia de projeto proposta. Para facilitar o entendimento, o arranjo composto por painel fotovoltaico, bateria e carga LED é chamado de *configuração*, enquanto o conjunto completo, incluindo os elementos do conversor estático é chamado de *circuito*.

Figura 64 – Diagrama dos parâmetros considerados na metodologia de projeto proposta.



Fonte: Autor.

Cada bloco da imagem representa um conjunto discreto de elementos (e.g. diferentes painéis solares de diferentes fabricantes). Com isso, obtém-se um universo de busca discreto com a seguintes dimensão:

$$\text{Dim} = p \cdot b \cdot l \cdot i \cdot f, \quad (53)$$

onde p é o número de painéis fotovoltaicos no banco de dados, b é a quantidade de modelos de bateria, l é o número de cargas de LED a serem consideradas, cada uma composta de x LEDs em série e y LEDs em paralelo, i é a quantidade de indutores e f é o número de pontos distintos de frequência no intervalo entre f_{min} e f_{max} .

Como demonstrado pelas distribuições de perdas do protótipo apresentado na Seção 4.7, a maior parte das perdas se concentra no indutor. Assim, a escolha deste componente é considerada crítica, visto que a otimização das perdas neste componente resultará em um ganho significativo na eficiência do conversor. Assim, optou-se pela inclusão do indutor no universo de busca. Assume-se também que o conversor resultante utilizará capacitores cerâmicos, mais adequados para as frequências de comutação propostas devido à sua melhor resposta em frequência quando comparado à outras tecnologias (MAMMANO, 2017). Conforme visto anteriormente, essa tecnologia apresenta perdas energéticas reduzidas. Além disso, através da associação paralela de múltiplos capacitores, pode-se obter os valores de capacitância requeridos pelo projeto. Dessa forma, os capacitores de entrada e saída são escolhidos pelo método convencional, no qual a capacitância mínima é definida em função dos parâmetros do conversor.

O método divide o projeto do sistema de iluminação em três partes:

- Determinação da carga LED, bateria e painel fotovoltaico;
- Cálculo dos componentes passivos do conversor estático;
- Escolha do melhor *circuito*.

Devido à natureza exponencial do universo de busca, algumas simplificações devem ser feitas de forma a reduzir o número de iterações necessárias para obter o resultado final e com isso acelerar o projeto do sistema. As próximas subseções apresentam o passo-a-passo desta metodologia e suas simplificações.

5.2.1 Parâmetros do Sistema Autônomo de Iluminação

Como exemplo de projeto, um sistema com as especificações listadas na Tabela 8 será utilizado ao longo do texto. Considerou-se uma luminária de 30 W a ser instalada em Santa Maria - RS. A determinação do arranjo fotovoltaico necessário e também a capacidade do banco de baterias foi realizada com base na metodologia simplificada apresentada por Bandeira (2018).

O solstício de inverno é o pior caso para um sistema de iluminação autônomo em termos de geração e consumo de energia, pois tem o dia mais curto e a noite mais longa do ano. Como tal, o sistema foi dimensionado para alimentar a carga LED durante esta noite e coletar a energia gasta durante este dia.

Tabela 8 – Parâmetros do sistema autônomo utilizado no exemplo de projeto.

| Parâmetro | Valor |
|------------------------------------|-----------------------------------|
| Localização | Santa Maria - RS |
| Potência modo <i>driver</i> (W) | 30 |
| Potência modo carregador (W) | 150 |
| Duração da noite - Pior caso (h) | 13,688 |
| Horas de sol pleno - Pior caso (h) | 3,86 |
| Autonomia (noites) | 2 |
| Tecnologia de bateria | Chumbo-ácido de descarga profunda |
| Capacidade da bateria (kWh) | 1,255 |

Fonte: Autor.

Dois fatores principais influenciam a determinação dos níveis de potência necessários no modo carregador de bateria e *driver* de LED:

- A potência da luminária;
- A localização geográfica do sistema.

O primeiro é determinado apenas pelos requisitos de iluminação do local. Se mais luz for necessária, mais energia deve ser aplicada à carga do LED e, consequentemente, a potência nominal do *driver* também aumenta. Neste caso, a energia processada pelo circuito em modo carregador também aumenta proporcionalmente, pois a energia gasta durante a noite deve ser gerada durante o dia.

O segundo fator está diretamente ligado à capacidade de geração do sistema. Locais com menos irradiação solar (por exemplo, mais longe do equador) necessitam de painéis solares maiores e um carregador capaz de processar potências de pico mais altas para coletar energia suficiente durante os períodos com presença de luz solar.

A autonomia desejada do sistema (ou seja, quantos dias o sistema pode fornecer energia a carga de LED escolhida sem recarregar suas baterias), está ligada ao tamanho do banco de baterias utilizado. Apesar de aumentar o custo geral e o peso do sistema, o aumento da capacidade da bateria não tem impacto direto nos níveis de potência do conversor, visto que a energia consumida durante uma noite permanece igual.

O principal desafio no projeto do conversor surge dos diferentes níveis de potência que cada modo de operação requer. No sistema utilizado como exemplo, o carregador precisa pro-

cessar uma potência 5 vezes maior do que a do *driver* de LED para garantir que a energia gasta durante a noite seja captada durante o dia.

Diante desses fatos, o desafio de projetar este circuito reside em um problema multidi-mensional que é difícil de resolver utilizando um algoritmo simples, dados os diferentes modos de operação. Além disso, a duração de cada um desses modos é diferente e um projeto que considere a energia processada deve otimizar simultaneamente a seleção de componentes e as condições de operação do circuito.

5.2.2 Carga LED, Bateria e Painel Fotovoltaico

Após a determinação dos níveis de potência da carga LED e da fonte fotovoltaica e da capacidade da bateria, a escolha de componentes comerciais a serem utilizados no sistema deve ser realizada.

No caso da carga LED, o uso de elementos individuais agrupados em uma matriz garante flexibilidade ao sistema uma vez que um mesmo modelo de LED pode ser utilizado para o desenvolvimento de cargas que atendam uma grande faixa de potências. Arranjos série e paralelo de LEDs individuais podem ser utilizados para produzir uma variedade de matrizes com potência nominal adequada ao projeto mas com curvas características de tensão e corrente distintas.

Assim, dado um ou mais modelos específicos de LED, o primeiro passo é determinar os arranjos de x LEDs em série (*strings*) e y *strings* em paralelo que atendam as especificações de projeto.

Nesta etapa, o processo iterativo de escolha deve respeitar as seguintes restrições:

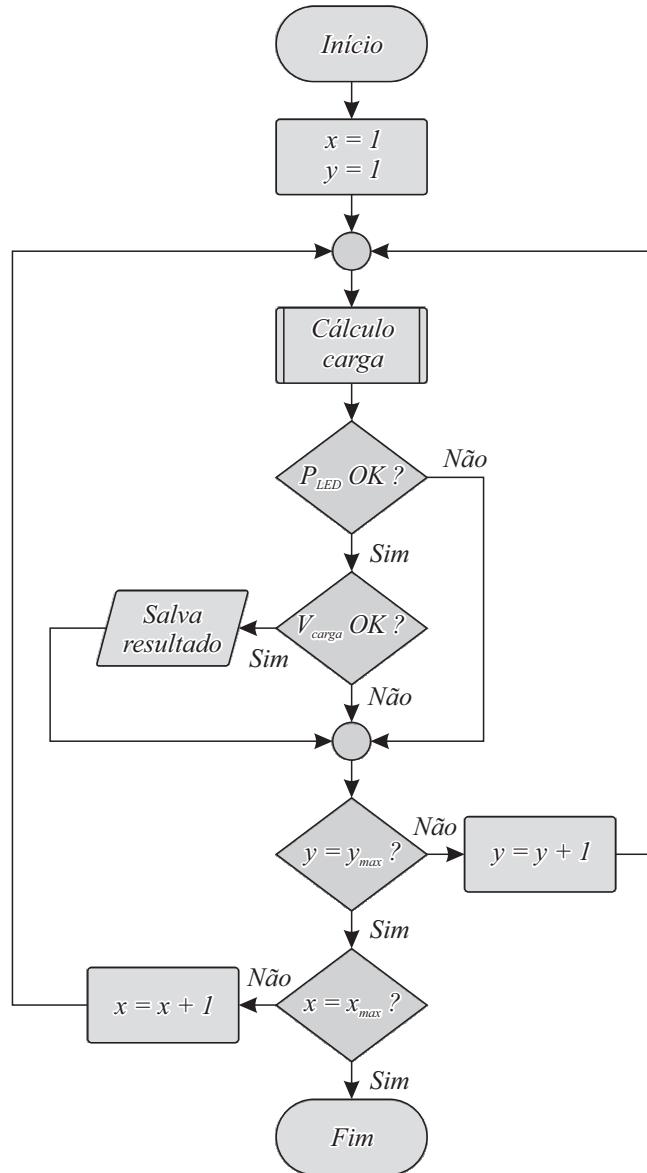
- $P_{LED_{min}} \leq P_{LED} \leq P_{LED_{max}}$
- $V_{Carga_{min}} \leq V_{Carga} \leq V_{Carga_{max}}$

A primeira restrição garante que cada um dos LEDs individuais que compõem a carga irá operar com potência P_{LED} dentro de seus limites recomendados e que o número total de LEDs na carga não será excessivamente grande com cada elemento operando muito abaixo de sua capacidade de potência. O segundo critério garante que a tensão de operação da carga é adequada aos níveis de tensão aos quais o conversor será submetido (e.g. tensão máxima de semicondutores).

A Figura 65 apresenta o fluxograma do processo de determinação dos arranjos de LED válidos para o projeto. A cada iteração, uma combinação de x e y é modelada de forma a obter os valores de tensão e potência da carga em operação. Estes valores são então testados de acordo com os critérios citados. Cada combinação válida é armazenada em uma matriz de resultados.

Para a carga de 30W do projeto exemplo, utilizou-se o LED Lumileds Luxeon 3030 (LUMILEDS, 2021). Considerou-se uma potência nominal entre 0.5 W e 0.65 W por LED,

Figura 65 – Fluxograma do processo de determinação das cargas de LED utilizáveis no projeto.



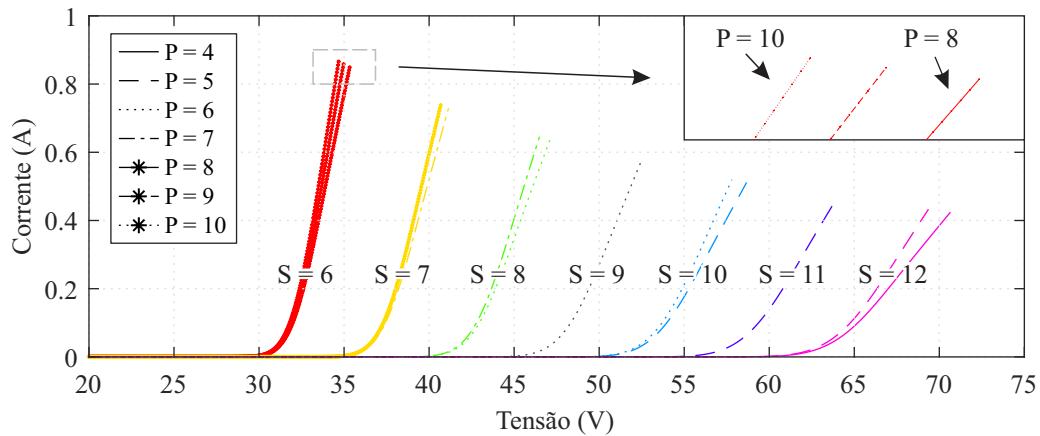
Fonte: Autor.

com uma tensão máxima da matriz de LEDs de 75 V. Com isso, 13 possíveis combinações de LEDs em série e paralelo podem ser empregadas no projeto. As curvas características de tensão e corrente de cada uma das cargas são apresentadas na Figura 66 .

Com relação a unidade geradora, considerando o grande número de painéis fotovoltaicos disponíveis no mercado, uma metodologia para escolha do item adequado a projeto também se faz necessária. Para isto, bancos de dados online foram utilizados para criar uma matriz com parâmetros de 57000 painéis fotovoltaicos comerciais que, posteriormente, podem ser iterados de forma a encontrar alternativas viáveis para o sistema em questão (SOLAR DESIGN TOOL, 2019; POSHARP, 2019).

Contudo, de forma análoga à carga LED, painéis fotovoltaicos também são compostos de células semicondutores dispostas em arranjos tipicamente série de maneira a formar um

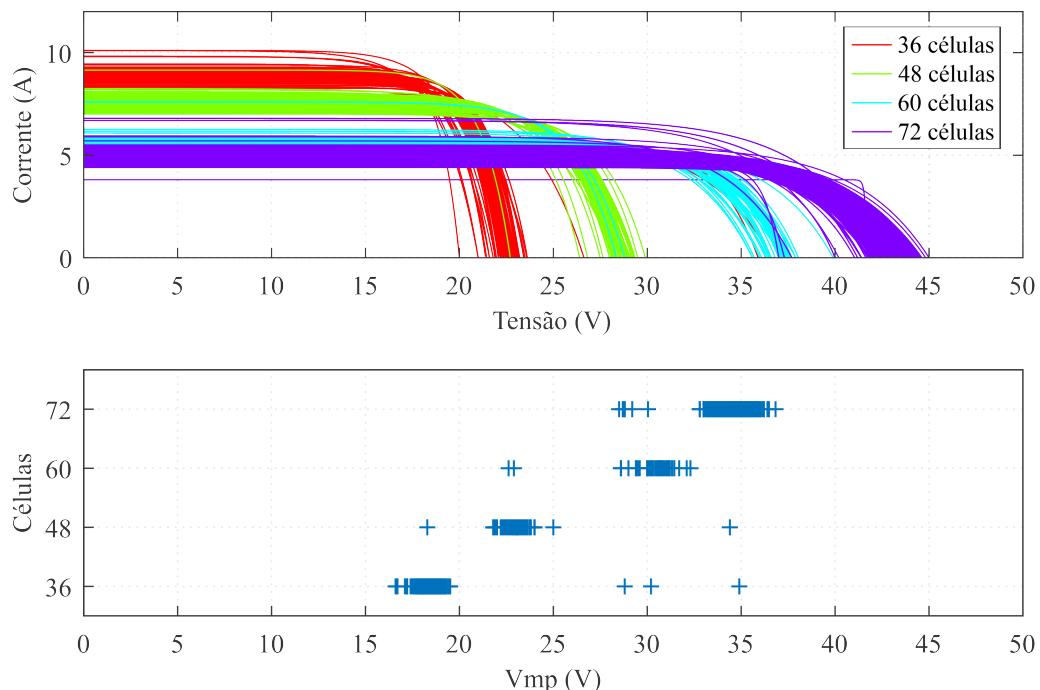
Figura 66 – Curvas de tensão *versus* corrente de diferentes arranjos de LEDs Lumileds Luxeon 3030 capazes de compor uma carga total de 30W.



Fonte: Autor.

elemento de maior capacidade de geração. A Figura 67 apresenta dados de 864 painéis comerciais com potência entre 145 W e 155 W extraídos do banco de dados criado. Como pode ser visto, apesar da grande quantidade de opções disponíveis na faixa de potência a ser utilizada no sistema considerado, as tensões e correntes de operação destes elementos se dividem em um número pequeno de grupos, de acordo com o número de células que compõem um painel.

Figura 67 – Curvas características de tensão *versus* corrente para 864 painéis fotovoltaicos de 145 W a 155 W (acima) e suas tensões do ponto de máxima potência de acordo com o número de células individuais (abaixo).



Fonte: Autor.

Assim, painéis com o mesmo número de células tendem a ter parâmetros similares,

como tensões e correntes do ponto de máxima potência e de circuito aberto. Dessa forma, para reduzir o universo de busca da metodologia proposta, ao invés de considerar componentes individuais, criou-se um conjunto de "painéis padrão" de acordo com o número de células de cada um e seus respectivos valores médios de tensão e corrente de operação. Na faixa de potência considerada no exemplo, definiram-se painéis de 36, 48, 60 e 72 células, sendo este último e o primeiro, os conjuntos com maior número de alternativas comerciais, respectivamente.

Em termos de baterias, tecnologias tipicamente utilizadas em sistemas autônomos como chumbo-ácido e lítio, também são especificadas de forma similar aos arranjos de LED, com estruturas feitas de células individuais em arranjos série/paralelo. O número de elementos arranjados em série determina os níveis de tensão do banco de bateria enquanto o número de elementos em paralelo determina sua capacidade de armazenamento.

Devido ao fato das baterias de chumbo-ácido serem a tecnologia mais madura e ainda com grande parcela do mercado, baterias de outras tecnologias são usualmente construídas com valores de tensão consideradas padrão para baterias PbSO₄, como 12 V, 24 V ou 48 V de forma a garantir sua compatibilidade com sistemas baseados em baterias de chumbo-ácido (UNIPOWER, 2021).

Dessa forma, para simplificar o problema computacional a ser resolvido, a tensão nominal da bateria pode ser utilizada como parâmetro de projeto ao invés de modelos específicos disponíveis no mercado. Para uma dada capacidade de armazenamento necessária, mais ou menos baterias individuais podem ser associadas em paralelo mantendo os mesmos níveis de tensão. No projeto utilizado como exemplo, considerou-se baterias com tensões nominais de 12 V, 24 V, 36 V e 48 V.

Após a determinação dos possíveis conjuntos de cargas e das simplificações feitas nos modelos comerciais de baterias e painéis fotovoltaicos, o próximo passo é a determinação das combinações destes elementos que podem ser utilizadas no projeto.

Conforme apresentado na Seção 4.2, as tensões destes elementos devem respeitar regras para que o circuito opere corretamente. Assim, cada uma das possíveis *configurações* deve ser avaliada para determinar sua aplicabilidade no projeto.

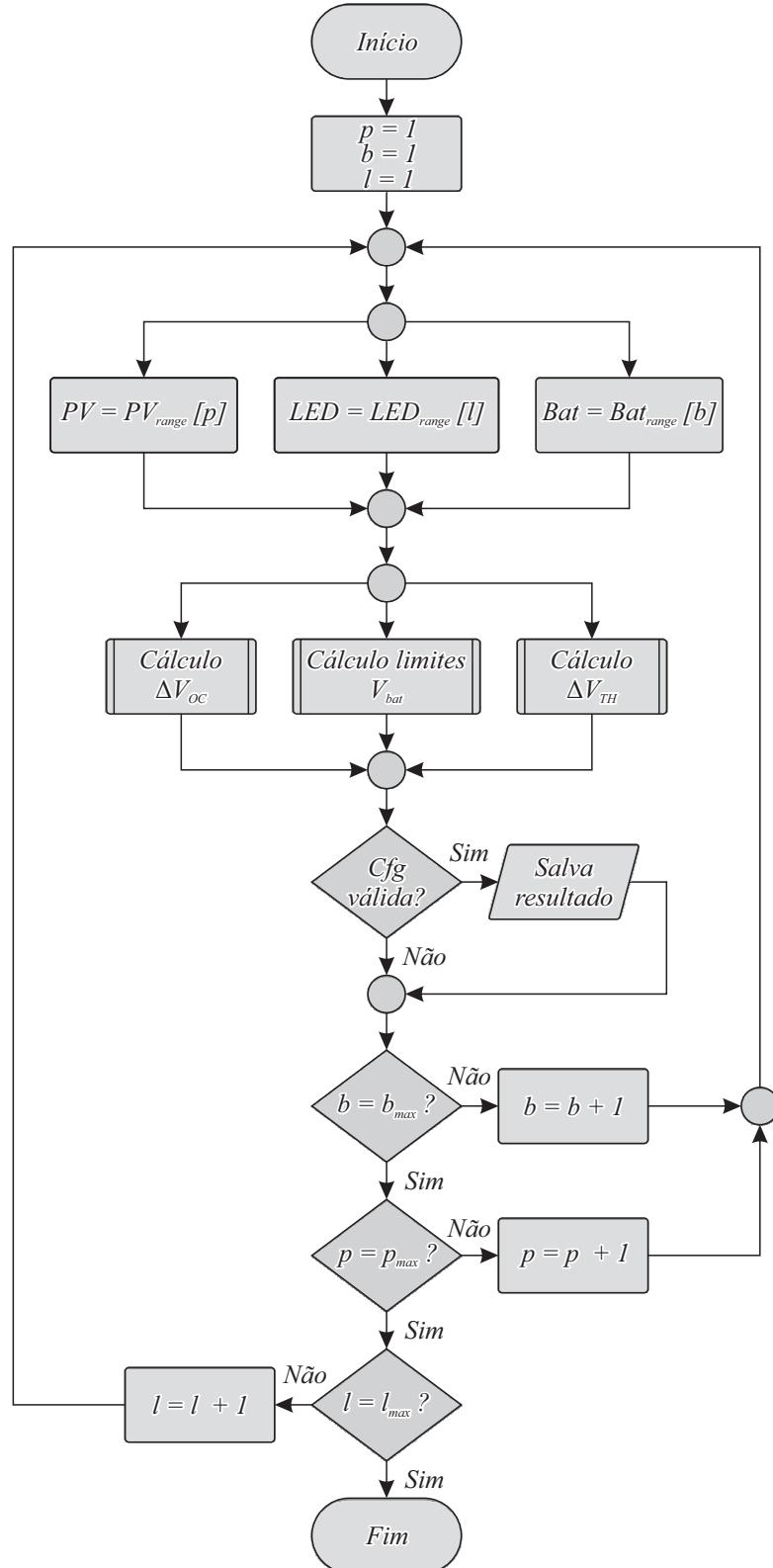
Nesta etapa, as seguintes restrições são checadas de forma iterativa:

- $V_{MPP} > V_{bat_{max}} \quad \forall \{T, \sigma\}$
- $V_{LED_{TH}} > (V_{OC} + SEP) \quad \forall \{T, \sigma\}$

A primeira condição garante que a fonte geradora será capaz de fornecer energia para o carregamento da bateria em níveis de tensão adequados, independentemente de qualquer variação de temperatura (T) ou paramétrica (σ). Já a segunda assegura que, durante o dia, caso nenhuma corrente seja drenada da fonte geradora, a tensão entre seus terminais não será capaz de polarizar diretamente a carga LED, novamente, independentemente das condições do circuito.

O fluxograma da Figura 68 detalha o processo de escolha das possíveis *configurações*.

Figura 68 – Fluxograma para determinação dos arranjos de painéis fotovoltaicos, baterias e cargas LEDs adequados para o projeto.



Fonte: Autor.

A cada iteração, as restrições citadas são checadas e, se forem atendidas, a combinação de elementos é considerada válida e salva em uma nova matriz.

No projeto exemplo, considerou-se uma faixa de temperatura de 0 °C à 85 °C no painel fotovoltaico e LED e uma variação de -10% à +10% nos parâmetros nominais de tensão destes elementos. Ao final desta etapa, 39 *configurações* de cargas LED, baterias e painéis solares foram consideradas adequadas ao projeto (Os parâmetros de cada uma destas *configurações* válidas são apresentados no Apêndice B). Destas, nenhuma contém baterias com tensão nominal superior a 24 V, haja vista que a utilização destes itens violaria a restrição que diz respeito à relação entre V_{MPP} e $V_{bat_{max}}$.

5.2.3 Componentes do Conversor

Uma vez definidas as possíveis *configurações* que atendem os requisitos do sistema, o projeto dos componentes do conversor estático que interliga estes elementos é realizado.

Os objetivos no estágio de projeto do conversor são obter os valores de indutância e capacitâncias, bem como determinar a frequência de chaveamento no modo carregador e *driver*. Os valores dos componentes são calculados a fim de atender os requisitos do projeto, enquanto a frequência de chaveamento é selecionada a fim de obter a eficiência máxima alcançável para um determinado *circuito*.

Primeiro, uma faixa de frequências de comutação variando de f_{min} a f_{max} em intervalos de f_{step} é definida a fim de obter um espaço de busca discreto (THIKE; LUPIN; VAGAPOV, 2016). Frequências de chaveamento mais baixas resultarão em projetos com indutâncias e capacitâncias mais altas, enquanto frequências mais altas podem gerar problemas de controle devido às resoluções do PWM e do loop de controle necessárias para garantir a regulação adequada da saída (PETERCHEV; SANDERS, 2003; BRADLEY; ALARCON; FEELY, 2014).

Dada a natureza discreta do processo de projeto proposto, técnicas de projeto contínuo não podem ser utilizadas para avaliar parâmetros como os valores da indutância necessária (YU et al., 2012). Como tal, uma gama de opções comerciais juntamente com seus parâmetros é considerada como entrada no processo de design.

Neste trabalho, utilizou-se a série de indutores IHLP-6767GZ da empresa Vishay devido à sua disponibilidade em uma ampla faixa de indutâncias e com correntes adequadas aos níveis de potência processados pelo conversor. O Apêndice C apresenta em detalhes os parâmetros dos indutores considerados.

As *configurações* definidas na etapa anterior são testadas em combinação com o conjunto de indutores e a faixa de frequência para definir projetos de conversor adequados. Este teste é executado para ambos os modos de operação.

As restrições desta etapa são as seguintes:

- $\Delta I_L \leq \Delta I_{L_{max}}$

- $I_{L_{max}} < I_{L_{sat}}$

O primeiro define a ondulação máxima de corrente permitida no indutor, enquanto o último garante que o item sob análise funcionará dentro de seus limites recomendados de operação.

Qualquer combinação de bateria, painel solar, carga de LED e indutor deve estar de acordo com as restrições para ambos os modos de operação em pelo menos uma frequência de comutação. Se um *circuito* for válido no modo carregador, mas não no modo *driver* para nenhuma frequência de comutação dentro da faixa desejada, esse circuito é descartado. Esta situação ocorre especialmente com indutâncias menores, onde o sistema é capaz de trabalhar no modo carregador, mas para manter a ondulação da corrente dentro dos limites no modo *driver*, frequências de comutação superiores ao valor máximo definido seriam necessárias.

Em seguida, são estimadas as perdas de potência de cada *circuito* em toda a faixa de frequência, a fim de obter a melhor frequência de chaveamento. Técnicas de otimização combinatória podem ser utilizadas para resolver este problema e encontrar uma solução satisfatória que atenda às restrições e minimize a perda de energia do conversor com menos esforços computacionais (DE LEON-ALDACO; CALLEJA; ALQUICIRA, 2015). No entanto, dado o universo de busca reduzido obtido pelas simplificações descritas anteriormente e o fato de que este projeto, teoricamente, precisa ser realizado apenas uma vez para obter um *circuito* viável, uma busca exaustiva de todas as opções, ou seja, abordagem de força bruta, pode ser usada para determinar a melhor solução geral em um período de tempo aceitável.

Os requisitos do conversor estático usado na análise estão resumidos na Tabela 9. Uma ondulação de corrente máxima de 200% no indutor foi definida para garantir a operação em CCM, devido ao fato do modelo de perdas não ser válido em outros modos de condução.

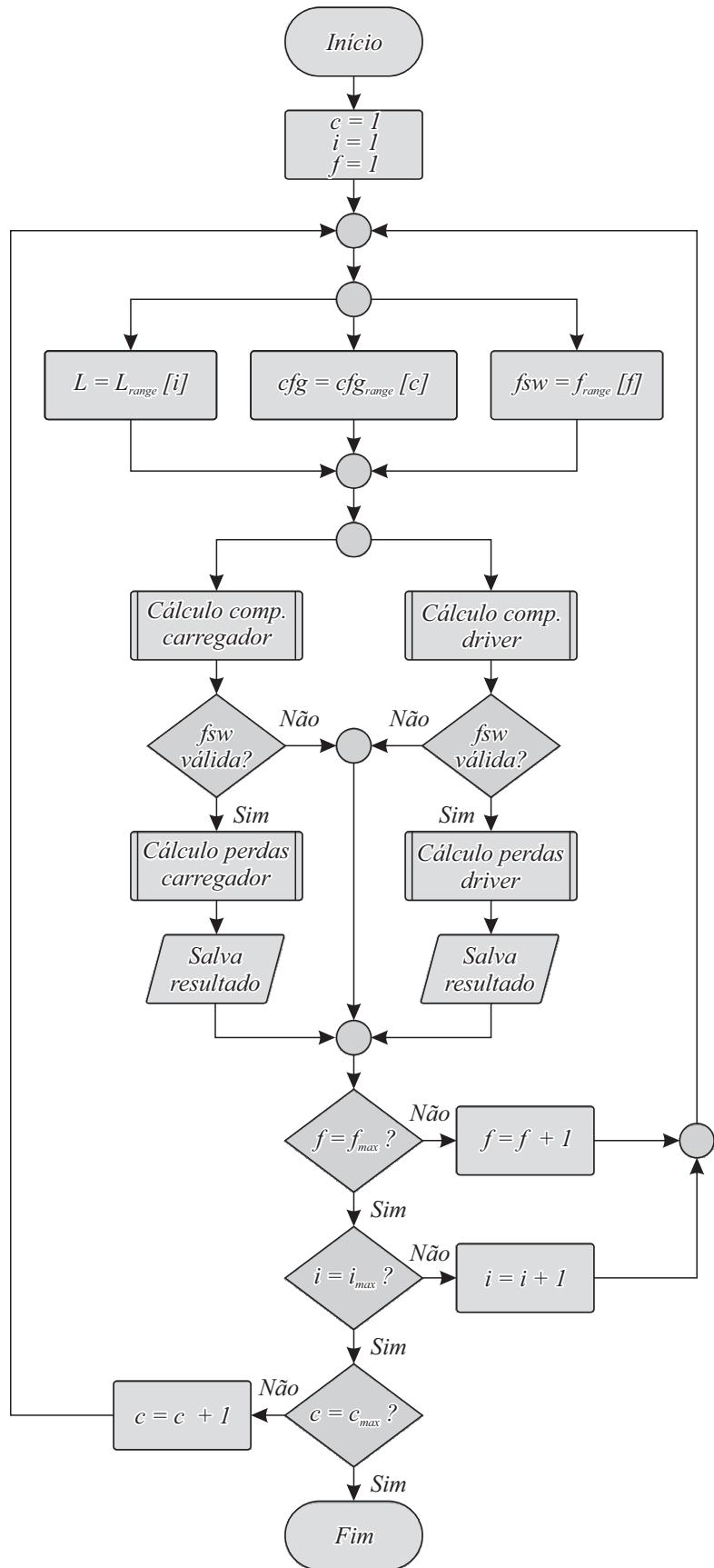
Tabela 9 – Requisitos do conversor utilizado no exemplo de projeto.

| Parâmetro | Símbolo | Carregador | Driver |
|--|---------------|--------------|--------------|
| Tempo morto | dt | 20 ns | 20 ns |
| Máxima ondulação de corrente no indutor | ΔI_L | 200% | 200% |
| Máxima ondulação de tensão na entrada | ΔV_i | 5% | 5% |
| Máxima ondulação de tensão na saída | ΔV_o | 2% | - |
| Máxima ondulação de corrente na saída | ΔI_i | - | 2% |
| Máxima tensão de saída | $V_{o_{max}}$ | - | 75 V |
| Faixa de frequências de comutação | f_{range} | 100-1000 kHz | 100-1000 kHz |
| Intervalo entre frequências de comutação | f_{step} | 5 kHz | 5 kHz |

Fonte: Autor.

A Figura 69 apresenta o fluxograma para determinação dos circuitos válidos e também para a estimação de seus rendimentos.

Figura 69 – Fluxograma para a determinação dos parâmetros e da estimativa de perdas de cada um dos circuitos.



Fonte: Autor.

No total, as 39 *configurações* de baterias, painéis solares e cargas LED que atendem às restrições de tensão do conversor foram testadas com 8 indutores diferentes em 181 frequências distintas nos modos carregador e *driver*, totalizando 56.472 *circuitos* analisados para cada modo de operação. Para cada um destes *circuitos*, as capacitâncias mínimas de entrada e saída foram calculadas de acordo com o projeto descrito na Seção 4.4.

5.2.4 Escolha do Melhor *Circuito*

Neste ponto, a eficiência teórica de cada *circuito* pode ser determinada para os modos carregador e *driver* para qualquer frequência no universo de busca e, assim, selecionar a melhor frequência de comutação para cada caso. A melhor frequência para dado *circuito* em modo carregador é dada em (54), enquanto (55) define esta frequência para o modo *driver*.

$$f_{best_{charger}}[\text{Hz}] = \{ f \in f_{range} \mid \eta_{charger}(f) = \max(\{\eta_{charger}(f_{min}), \dots, \eta_{charger}(f_{max})\}) \} \quad (54)$$

$$f_{best_{driver}}[\text{Hz}] = \{ f \in f_{range} \mid \eta_{driver}(f) = \max(\{\eta_{driver}(f_{min}), \dots, \eta_{driver}(f_{max})\}) \} \quad (55)$$

Nestas equações, $\eta_{charger}(f)$ e $\eta_{driver}(f)$ são as eficiências do *circuito* em questão no modo carregador e no modo *driver* na frequência de comutação f , respectivamente.

A seleção do melhor *circuito* no universo avaliado é o fator chave nessa topologia bidirecional com diferentes níveis de potência. Na Figura 70, por exemplo, são mostradas as curvas de eficiência para duas variações de projeto. Como pode ser visto, um dos designs apresenta maior eficiência de pico no modo carregador, enquanto o outro é mais eficiente no modo *driver*.

Assim, a escolha de um ou outro como resultado final do projeto, implica em sistemas com características distintas, podendo um ou outro, apresentar maior ou menor desperdício de energia em um período de 24 horas dependendo do tempo em que o conversor opera em cada modo.

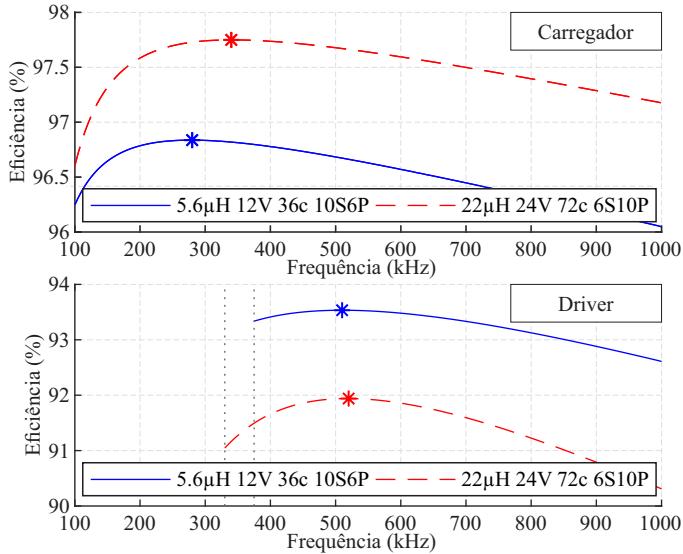
Por essa razão, critérios de seleção precisam ser definidos de forma a escolher, objetivamente, o melhor *circuito* no universo de busca para determinado requisito de projeto.

Usando uma média ponderada, uma função objetivo pode ser definida para cada *circuito* em termos de suas eficiências, como em (56).

$$F_{obj} = k_c \cdot \eta_{charger} + k_d \cdot \eta_{driver} \quad (56)$$

A escolha dos fatores k_c e k_d usados pode ser alterada pelo projetista para obter o melhor projeto geral para um determinado requisito.

Figura 70 – Curvas de eficiência estimada vs. frequência nos modos carregador (acima) e *driver* (abaixo) para dois projetos selecionados. As linhas verticais tracejadas no gráfico do modo *driver* indicam o limite inferior onde a restrição $\Delta I_L \leq \Delta I_{L_{max}}$ é violada.



Fonte: Autor.

Para mitigar os efeitos da disparidade entre as potências nominais do conversor em cada modo de operação, pode-se ponderar a função objetivo usando a potência nominal P do conversor em cada modo, como em (57) e (58):

$$k_{c_{eff}} = \frac{P_{charger}}{P_{charger} + P_{driver}} \quad (57)$$

$$k_{d_{eff}} = \frac{P_{driver}}{P_{charger} + P_{driver}} \quad (58)$$

Contudo, considerando a operação contínua do sistema, se apenas o valor da eficiência e das potências for considerado na escolha do melhor projeto, o sistema resultante pode não apresentar as menores perdas de energia em um dia.

Um modo que opere com alta potência e alta eficiência porém por um curto período de tempo, pode mascarar os efeitos de um modo de baixa potência e baixa eficiência que opera na maior parte do tempo.

Para mitigar esse efeito, o tempo t que o conversor gasta realizando cada uma de suas funções pode ser utilizado para estimar a energia total a ser processada em cada período e, em conjunto com a eficiência, a energia efetivamente processada em um período de 24 horas pode ser calculada.

Dessa forma, os fatores de ponderação tornam-se (59) e (60) e podem ser usados para escolher o circuito que garante menores desperdícios de energia, maximizando, portanto, a autonomia do sistema.

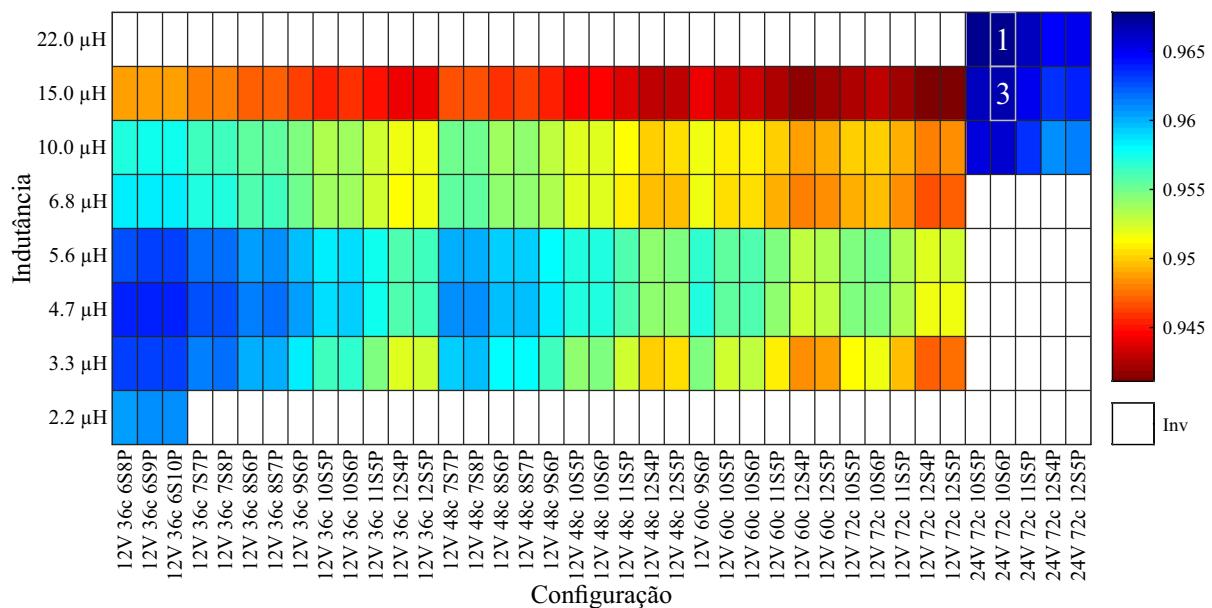
$$k_{c_{ene}} = \frac{P_{charger} \cdot t_{charger}}{P_{charger} \cdot t_{charger} + P_{driver} \cdot t_{driver}} \quad (59)$$

$$k_{d_{ene}} = \frac{P_{driver} \cdot t_{driver}}{P_{charger} \cdot t_{charger} + P_{driver} \cdot t_{driver}} \quad (60)$$

Novamente, considerando o pior caso em termos de consumo/geração de energia, a duração da noite mais longa do ano e as respectivas horas de sol-pleno do solstício de inverno podem ser usados para determinar o valor da função objetivo de cada *círculo* e, assim, escolher o mais adequado à aplicação.

A Figura 71 mostra os valores da função objetivo relacionada à eficiência de cada circuito do projeto exemplo (como em (57) e (58)) enquanto a Figura 72 apresenta os respectivos valores relacionados à energia (como em (59) e (60)).

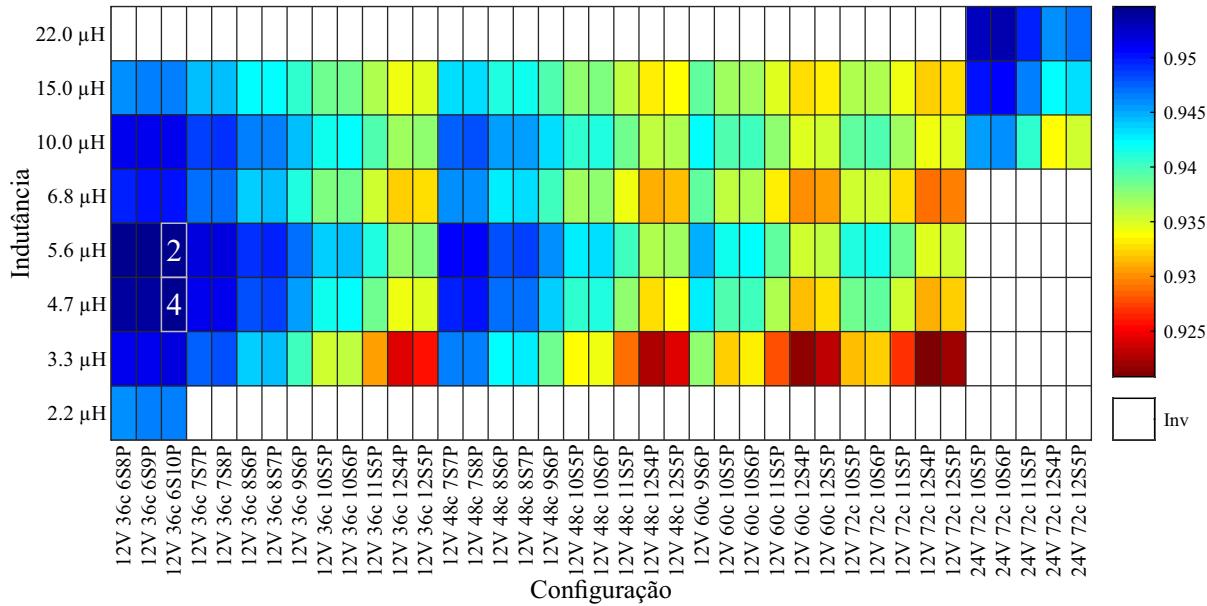
Figura 71 – Valores da função objetivo relacionada à eficiência de todos os *circuitos*. Valores mais altos representam projetos mais desejáveis. As células brancas (Inv) representam combinações de projeto que não atendem aos requisitos do sistema e, portanto, não são válidas. As células numeradas representam projetos escolhidos para serem testados experimentalmente.



Fonte: Autor.

Como pode ser visto, algumas combinações de projeto produzem *circuitos* com resultados desejáveis quando apenas o primeiro caso é considerado, mas piores resultados quando se considera o valor de energia. A seleção de tal projeto resultaria em uma maior perda de energia ao longo do período de operação de 24 horas, exigindo uma bateria maior para um determinado requisito de autonomia. Por outro lado, quando um peso maior é atribuído ao conversor que processa mais energia durante esse período, projetos não tão atraentes do ponto de vista da eficiência média tornam-se a melhor escolha.

Figura 72 – Valores da função objetivo relacionada à energia de todos os *circuitos*. Valores mais altos representam projetos mais desejáveis. As células brancas (Inv) representam combinações de projeto que não atendem aos requisitos do sistema e, portanto, não são válidas. As células numeradas representam projetos escolhidos para serem testados experimentalmente.



Fonte: Autor.

5.3 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Para confirmar o procedimento, quatro *circuitos* foram implementados e testados experimentalmente: os dois com os maiores valores da função objetivo relacionada à eficiência e à energia (*circuitos* #1 e #2 das Figuras 71 e 72, respectivamente), e dois com valores semelhantes mas diferentes indutores (*circuitos* #3 e #4 das Figuras 71 e 72). Seus parâmetros estão resumidos na Tabela 10.

Tabela 10 – Requisitos do conversor utilizado no exemplo de projeto.

| Parâmetro | Circuito #1 | | Circuito #2 | | Circuito #3 | | Circuito #4 | |
|-----------------------------|--------------------|-----|--------------------|-----|--------------------|-----|--------------------|-----|
| | Chg | Drv | Chg | Drv | Chg | Drv | Chg | Drv |
| Bateria | 24 V | | 12 V | | 24 V | | 12 V | |
| PV | 72 células | | 36 células | | 72 células | | 36 células | |
| Carga LED | 10s 6p | | 6s 10p | | 10s 6p | | 6s 10p | |
| <i>L</i> (μH) | 22 | | 5,6 | | 15 | | 4,7 | |
| <i>C_H</i> (μF) | 7,0 | | 21,4 | | 6,7 | | 19,1 | |
| <i>C_L</i> (μF) | 1,0 | | 10,4 | | 1,2 | | 10,1 | |
| <i>f_{sw}</i> (kHz) | 380 | 520 | 245 | 510 | 395 | 545 | 270 | 570 |

Fonte: Autor.

Os resultados experimentais foram adquiridos para confirmar duas hipóteses de projeto:

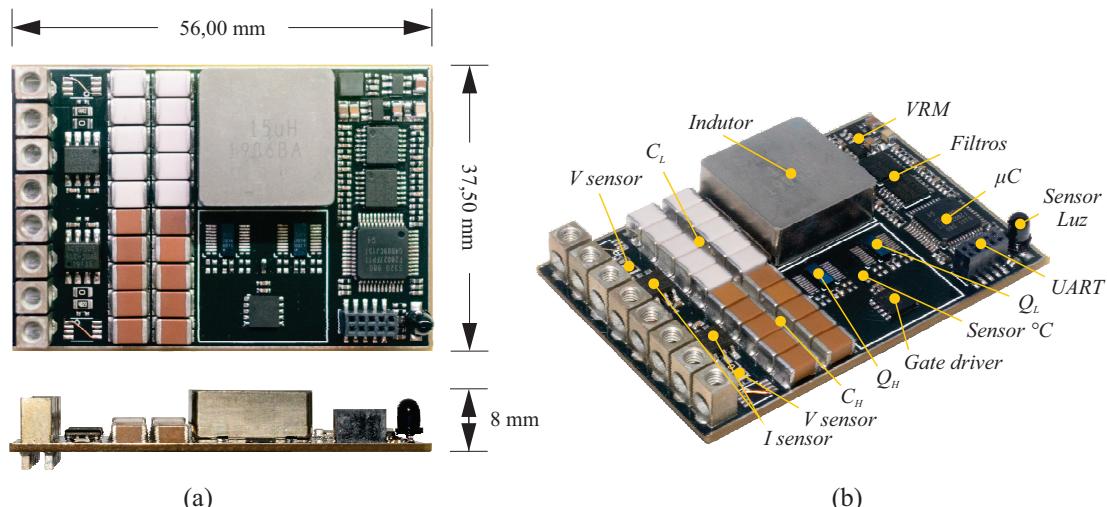
- Para uma dada combinação de componentes, as frequências de comutação escolhidas resultam na maior eficiência alcançável;
- Considerando todos os *circuitos*, a metodologia proposta é capaz de selecionar o melhor projeto geral do ponto de vista da perda de energia.

Para testar essas suposições, cada projeto implementado foi testado em sua frequência de chaveamento nominal e em frequências mais baixas e mais altas. Além disso, os valores da função objetivo obtidos na etapa de projeto e experimentalmente foram analisados.

Assim como no protótipo apresentado na Seção 4.7, baterias de chumbo-ácido foram utilizadas. Nos *circuitos* com baterias de 12 V, utilizaram-se 4 baterias de 100 Ah conectadas em paralelo (1s4p) enquanto nos circuitos com baterias de 24 V, estas foram arranjadas na configuração 2s2p.

O mesmo *layout* de PCB de 4 camadas (Figura 73) foi usado para todos os protótipos. As placas têm espessura de cobre de 2 oz ($70 \mu\text{m}$) nas camadas externas e 1 oz ($35 \mu\text{m}$) nas internas. A distribuição dos sinais nas camadas foi feita de forma a minimizar as indutâncias parasitas dos caminhos fechados através do cancelamento dos campos magnéticos, conforme Lidow et al. (2014). Todos os protótipos apresentam um volume de $16,8 \text{ cm}^3$, resultando em uma densidade de potência de $8,93 \text{ W/cm}^3$.

Figura 73 – Placa de circuito impresso dos protótipos implementados: (a) Vistas superior e lateral (Escala 1:1); (b) Descrição dos componentes.



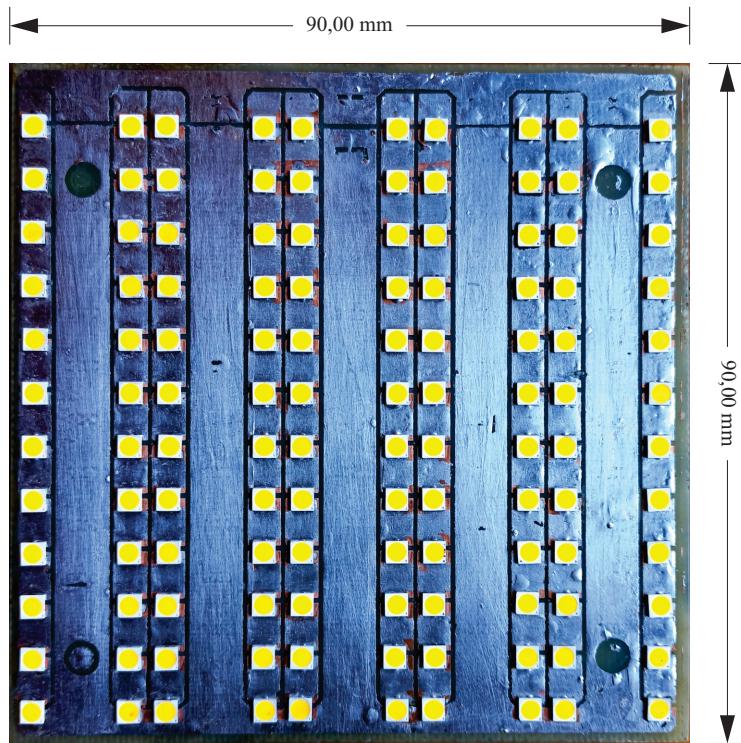
Fonte: Autor.

Com exceção dos componentes de potência descritos na Tabela 10, todos os outros componentes são iguais para todos os protótipos. Transistores GaN EPC2001C foram usados para Q_H e Q_L e o circuito integrado LM5113 foi usado como o *gate driver*. O esquemático completo

da placa juntamente com uma breve descrição de seu layout são apresentados no Apêndice D deste documento.

Como carga de LEDs, uma matriz de LEDs com 12 *strings* de 12 LEDs Lumileds Luxeon 3030 em série foi utilizada (Figura 74). Através do uso de resistores de $0\ \Omega$, diferentes arranjos de LEDs em série e paralelo podem ser configurados.

Figura 74 – Matriz de LEDs utilizada como carga nos protótipos implementados.



Fonte: Autor.

5.3.1 Sistema de Controle

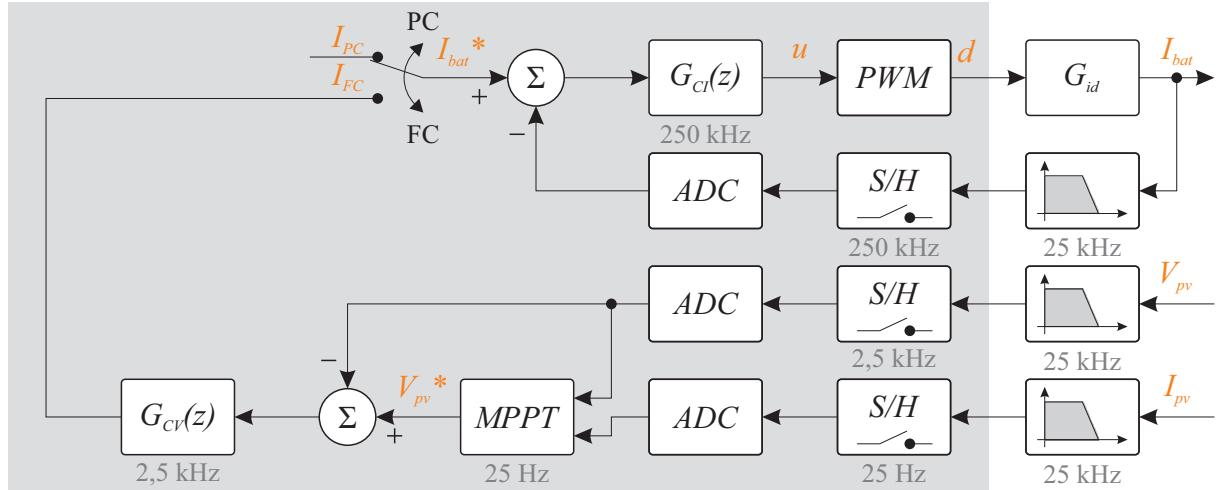
O mesmo esquema de controle do protótipo anterior (Figura 49 da Seção 4.7) foi implementado. Contudo, a fim de aumentar a capacidade de processamento do sistema de controle e garantir maior resolução nos sinais PWM, um microcontrolador TMS320F28027 da empresa Texas Instruments foi utilizado. Com isso, obteve-se uma resolução efetiva de 180 ps nos sinais de comando dos transistores e laços de controle capazes de operar a 250 kHz (uma frequência máxima de 100 kHz foi obtida com o microcontrolador do protótipo anterior).

Este ganho em capacidade de processamento permitiu a implementação de um sistema de carregamento da bateria utilizando o método da perturbação e observação para o rastreamento do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico. Assim, este algoritmo produz uma referência de tensão nos terminais da fonte geradora e um segundo laço de controle operando à 2,5 kHz atua aumentando ou diminuindo a corrente de carga da bateria de forma a minimizar o

erro entre a tensão de referência e o valor medido. A Figura 75 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle do conversor durante as etapas de carregamento em corrente constante da bateria (PC e FC). Na primeira, a corrente de referência da malha é constante enquanto na segunda, a corrente é determinada pelo algoritmo MPPT.

Figura 75 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo fonte de corrente.

Microcontrolador



Fonte: Autor.

Além disso, nesta implementação, sensores de temperatura (acoplado termicamente ao nó de comutação) e luminosidade (fotodiodo) foram incluídos na placa de circuito impresso. O primeiro serve como proteção térmica, interrompendo o funcionamento do conversor se uma temperatura de 100 °C for detectada. Já o sensor de luminosidade é responsável pela determinação do modo de operação do conversor.

Ainda, o sistema supervisório apresentado na Seção 4.7 foi atualizado para monitorar os valores dos novos sensores implementados e acrescentar funções adicionais como o ajuste dos ganhos dos sensores durante a operação do sistema. A Figura 76 apresenta uma captura de tela da segunda versão do programa supervisório.

5.3.2 Resultados Experimentais

As Figuras 77 e 78 exibem as curvas de rendimento medidas experimentalmente para os circuitos #1, #2, #3 e #4 em diferentes frequências de comutação.

O Circuito #3 não foi validado em frequências diferentes do valor nominal em modo carregador devido à instabilidades do sistema de controle¹. Porém, apesar de não servir para testar a primeira hipótese, este protótipo ainda pode ser utilizado para avaliar a segunda. Além

¹Durante transitórios nos quais a corrente do indutor chegava a zero, o circuito de comando falhava em desligar o interruptor Q_L , causando temporariamente uma situação de curto-círcito entre os terminais da bateria, o que resultava na queima do interruptor Q_L . Tal comportamento foi posteriormente identificado e corrigido.

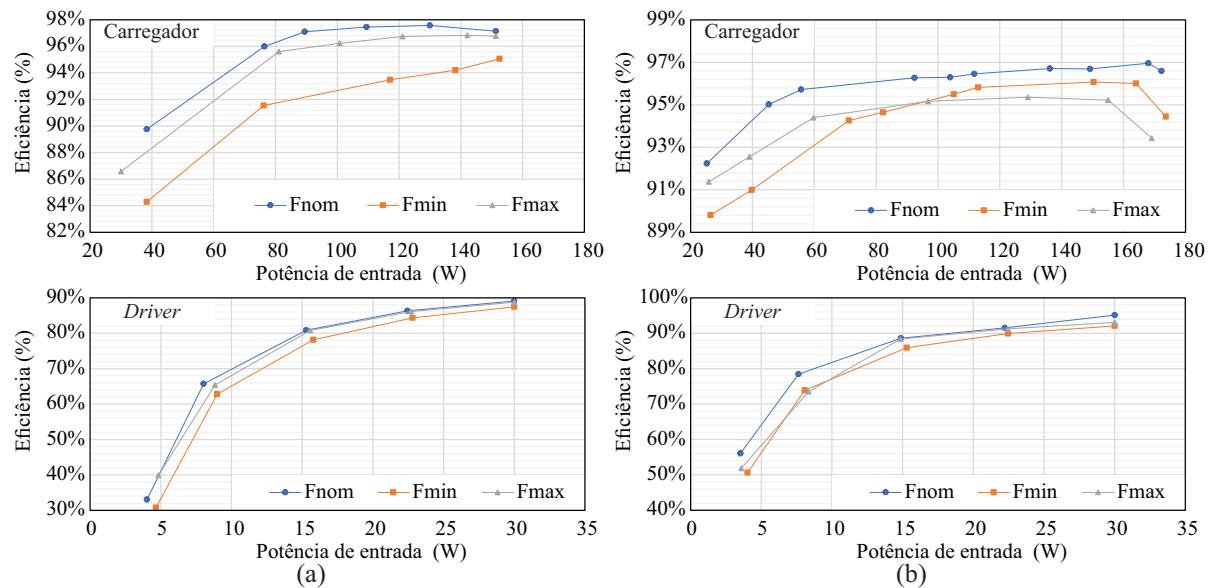
Figura 76 – Tela do programa supervisório atualizado.



Fonte: Autor.

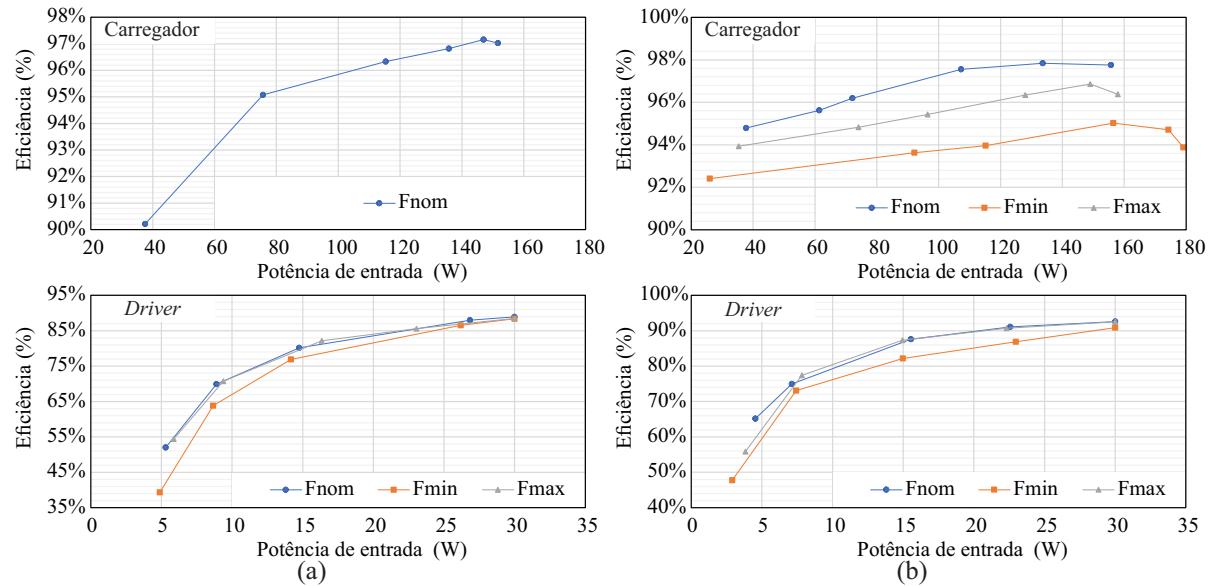
disso, as frequências mínimas de teste foram definidas como metade do valor nominal enquanto as máximas como o dobro. Contudo, devido a limitações do controlador, frequências de comutação de 450 kHz e 600 kHz foram utilizadas como limite superior em modo carregador e *driver*, respectivamente.

Figura 77 – Curvas de rendimento dos Circuitos #1 (a) e #2 (b) em modo carregador (acima) e *driver* (abaixo).



Fonte: Autor.

Figura 78 – Curvas de rendimento dos Circuitos #3 (a) e #4 (b) em modo carregador (acima) e *driver* (abaixo).



Fonte: Autor.

A Tabela 11 resume as eficiências medidas e estimadas dos circuitos implementados nos modos carregador e *driver* em potência nominal para cada uma das frequências testadas.

Tabela 11 – Eficiências medidas e estimadas para os circuitos implementados. Valores em negrito representam as frequências nominais de projeto.

| Circuito | Carregador | | | Driver | | |
|----------|---------------|--------------|--------------|---------------|--------------|--------------|
| | Freq (kHz) | Med (%) | Est (%) | Freq (kHz) | Med (%) | Est (%) |
| #1 | 190 | 95,05 | 97,55 | 330 | 87,42 | 91,05 |
| | 380 | 97,13 | 97,74 | 520 | 89,11 | 91,94 |
| | 450 | 96,78 | 97,71 | 600 | 88,75 | 91,85 |
| #2 | 125 | 96,07 | 96,50 | 375 | 92,06 | 93,34 |
| | 245 | 96,69 | 96,83 | 510 | 95,11 | 93,53 |
| | 450 | 95,22 | 96,73 | 600 | 93,03 | 93,48 |
| #3 | 200 | - | 97,57 | 480 | 88,35 | 91,16 |
| | 395 | 97,16 | 97,76 | 545 | 88,92 | 91,22 |
| | 450 | - | 97,74 | 600 | 88,46 | 91,18 |
| #4 | 135 | 95,02 | 96,66 | 450 | 90,85 | 93,01 |
| | 270 | 97,75 | 97,03 | 570 | 92,55 | 93,14 |
| | 450 | 96,86 | 96,97 | 600 | 92,55 | 93,13 |

Fonte: Autor.

Como pode ser visto, para qualquer circuito e modo de operação dados, a frequência de chaveamento nominal selecionada pelo modelo produz a maior eficiência, provando assim que o pico da curva frequência vs. eficiência foi alcançado.

Usando a função objetivo relacionada à eficiência, estimou-se que o Circuito #2 resultaria na pior eficiência média entre os quatro projetos testados (0,9628), enquanto o Circuito #1 resultaria na melhor (0,9677). No entanto, ao analisar os resultados experimentais usando a função objetivo relacionada à energia, pode ser visto que o Circuito #2 tem as menores perdas de energia (39,25 Wh em um período de 24 horas) enquanto o Circuito #1 perde 56% mais energia no mesmo período (61,34 Wh). Dessa forma, ao escolher o Circuito #2 como o melhor dentre o universo de busca, pode-se obter um aumento de 45 minutos na autonomia do sistema usando o mesmo banco de baterias devido às menores perdas do circuito.

Essas discrepâncias são explicadas pela diferença de eficiência quando o conversor opera no modo carregador ou *driver*. Projetos que garantem eficiências muito altas no modo carregador, ainda podem resultar em projetos gerais piores se eficiências mais baixas forem alcançadas no modo *driver* devido ao tempo gasto pelo conversor executando cada função.

Assim como no protótipo apresentado no Capítulo 4, utilizou-se a metodologia de estimação de perdas para avaliar a distribuição de perdas nos componentes de cada um dos conversores implementados na sua potência máxima de operação e frequência nominal. A Tabela 12 apresenta a distribuição destas perdas. Como pode ser visto, no modo carregador de baterias, cerca de 40% da energia perdida se concentra no indutor, enquanto no modo *driver*, circuitos auxiliares, como fontes de tensão e o próprio microcontrolador utilizado², representam uma parcela maior que 40% das perdas em alguns casos.

Isto reafirma que à medida que dispositivos semicondutores mais eficientes surgem no mercado, outros elementos passam a representar um desafio para o desenvolvimento de circuitos mais eficientes no futuro.

²A linha de microcontroladores TMS320 da empresa Texas Instruments foi introduzida no mercado em 1983 (TEXAS INSTRUMENTS, 1991) e, apesar de melhorias e desenvolvimentos ao longo dos anos, ainda é considerado um componente de alto consumo de energia quando comparado com alternativas mais recentes disponíveis no mercado.

Tabela 12 – Distribuição de perdas estimada dos conversores em modo carregador de bateria e *driver*. P_{QH_cond} e P_{QH_sw} são as perdas no interruptor Q_H em condução e comutação, respectivamente. P_{QL_cond} e P_{QL_sw} são as perdas no interruptor Q_L em condução e comutação, respectivamente. P_L são as perdas totais no indutor e P_{outros} são as demais perdas estimadas no circuito.

| Modo | Perda | Circuito | | | |
|-------------|----------------|-----------------|-----------|-----------|-----------|
| | | #1 | #2 | #3 | #4 |
| Carregador | P_{QH_cond} | 5,64% | 12,93% | 5,68% | 13,83% |
| | P_{QH_sw} | 10,85% | 5,01% | 11,23% | 5,86% |
| | P_{QL_cond} | 9,27% | 18,72% | 9,55% | 20,56% |
| | P_{QL_sw} | 2,58% | 0,46% | 2,70% | 0,54% |
| | P_L | 47,95% | 46,25% | 46,94% | 41,38% |
| | P_{outros} | 23,71% | 16,64% | 23,90% | 17,83% |
| Driver | P_{QL_cond} | 0,36% | 1,96% | 0,34% | 1,86% |
| | P_{QL_sw} | 19,49% | 12,94% | 18,24% | 13,48% |
| | P_{QH_cond} | 2,37% | 6,10% | 2,28% | 6,34% |
| | P_{QH_sw} | 15,09% | 6,64% | 14,52% | 7,00% |
| | P_L | 29,02% | 30,45% | 33,63% | 31,55% |
| | P_{outros} | 33,66% | 41,92% | 30,98% | 39,77% |

Fonte: Autor.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta as conclusões gerais do trabalho desenvolvido. Além disso, a produção científica e intelectual resultante deste trabalho e de outros realizados em paralelo à tese são listados. Sugestões de trabalhos futuros também são apresentadas no fim deste capítulo.

6.1 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho de doutorado propõe o desenvolvimento de uma luminária autônoma para iluminação pública. Devido as suas vantagens, especialmente disponibilidade, vida útil e confiabilidade, energia solar fotovoltaica se apresenta como a solução ideal para a aplicação. Com relação à fonte de luz, LEDs apresentam inúmeras vantagens em relação a outras fontes utilizadas em luminárias de iluminação pública, já sendo considerados a tecnologia padrão neste segmento do mercado.

Devido à separação temporal entre geração e consumo, sistemas de armazenamento de energia se fazem necessários nesta aplicação. Baterias são a solução mais indicada neste contexto. Para interligar a fonte geradora, carga LED e baterias, conversores estáticos de alto desempenho são necessários.

O estudo bibliográfico realizado demonstra que semicondutores de nitreto de gálio permitem o aumento do desempenho destes conversores mesmo em topologias sem comutação suave, garantindo sistemas menores e mais leves. Entretanto, por se tratar de uma tecnologia relativamente nova, semicondutores GaN ainda são mais caros que seus pares de silício. Assim, o uso destes semicondutores deve ser maximizado para assegurar a competitividade da luminária proposta no mercado.

Dentre as diferentes topologias de conversores que poderiam ser utilizadas no sistema, o conversor buck/boost bidirecional se constitui na solução mais simples e confiável que satisfaz todos os requisitos da aplicação. Além de apresentar um reduzido número de componentes, a característica exponencial do LED permite a sua conexão em paralelo com a fonte fotovoltaica, eliminando a necessidade de chaves seletoras.

Além de um estudo do comportamento da topologia nos diferentes modos de operação e do dimensionamento de seus componentes, uma metodologia simplificada para estimação das perdas foi desenvolvida. Esta metodologia é fundamental para a escolha do melhor ponto de operação para o conversor além de servir de base para o projeto otimizado do sistema.

A fim de validar a topologia proposta, um protótipo de 100 W foi implementado. Em ambos os modos de operação, o conversor apresenta alto rendimento mesmo operando com frequências de comutação relativamente altas, comprovando o ganho de desempenho obtido

pelo uso de semicondutores GaN.

Uma vez validado o conceito do trabalho, uma metodologia de projeto do sistema autônomo de iluminação foi proposta. Neste método, um banco de dados de componentes comerciais é avaliado de forma a, primeiramente, determinar os itens adequados ao projeto e, posteriormente, escolher a melhor combinação de componentes e a frequência de comutação do conversor em cada modo de forma a obter seu máximo rendimento. Por considerar uma figura de mérito que engloba o tempo de funcionamento do conversor em cada um dos modos de operação, a metodologia proposta é capaz de escolher, dentre todo o universo de busca, o circuito que apresentará o menor desperdício energético, garantindo assim, uma maior autonomia para o sistema.

Quatro protótipos foram implementados com diferentes combinações de componentes e testados em diferentes pontos de operação de forma a validar a metodologia de projeto. Verificou-se que considerando um único conjunto de componentes, o método é capaz de determinar a frequência de operação que maximiza o rendimento e, considerando todos os conjuntos, aquele com menores perdas é de fato o escolhido pelo modelo. Com os resultados experimentais, obteve-se um ganho de 45 minutos na autonomia do sistema quando o conversor cujo projeto é baseado na perda energética é comparado ao conversor cujo projeto baseia-se unicamente no rendimento global.

Além disso, os resultados obtidos experimentalmente em todos os protótipos apontam para a necessidade da busca constante por componentes mais eficientes, não apenas transistores. Outros componentes como indutores e microcontroladores passam a ter um impacto mais significativo no rendimento global do sistema, especialmente em potências menores.

6.2 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DO DOUTORADO

Até o momento foram publicados dois artigos científicos em periódicos nacionais e um terceiro encontra-se em fase de submissão para um periódico internacional. Além disso, três artigos foram publicados em anais de congressos nacionais e internacionais e outros nove resumos em mostras científicas e jornadas de pesquisa.

6.2.1 Artigos Completos Publicados em Periódicos

- **DUARTE, R. R.; FERREIRA, GUILHERME F.; DALLA COSTA, M. A.; BARRIQUELLO, C. H. ; ALONSO, J. M.** Study On The Application Of Gallium Nitride Transistors In Power Electronics. **Revista Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 1, p. 89-97, 2018.

- **DUARTE, R. R.; CAMPOS, A.; DALLA COSTA, M. A.; BENDER, V. C. ; ALONSO, J. M.** Sistema de Iluminação Autônomo de Estágio Único Baseado em Transistores GaN. **Revista Eletrônica de Potência**, v. 24, n.4, p. 413-422, 2019.

6.2.2 Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos

- **DUARTE, R. R.; CAMPOS, A.; DALLA COSTA, M. A.; BENDER, V. C.; ALONSO, J. M.** Single-Stage Standalone Lighting System Based on GaN Transistors. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**. Baltimore: IEEE, 2019. p. 1-6.
- **CAMPOS, A.; BENDER, V. C.; DUARTE, R. R.; PIOVESAN, T.; DALLA COSTA, M. A.** Análise e Projeto Térmico para Conversores Eletrônicos Baseados em Semicondutores GaN Utilizando Engenharia Assistida por Computador. In: **XXIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)**. Evento Online: SBA, 2020. p. 1-8.

6.2.3 Trabalhos Publicados em Anais de Jornadas de Pesquisa e Mostras Científicas

- **CAMPOS, A.; DUARTE, R. R.; BENDER, V. C.; DALLA COSTA, M. A.** Aplicação do Método de Simulação em Elementos Finitos para a Análise da Resposta Térmica de Semicondutores de Nitreto de Gálio. In: **XXXIII Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2018. p. 1-1.
- **RECK, F. G.; DUARTE, R. R.; DALLA COSTA, M. A.** Circuito de Acionamento de LEDs Utilizando Semicondutores de Nitreto de Gálio de Alta Tensão. In: **XX-XIII Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2018. p. 1-1.
- **CAMPOS, A.; DUARTE, R. R.; BENDER, V. C.; DALLA COSTA, M. A.** Método de Simulação em Elementos Finitos para Análise e Projeto Térmico de Conversores Eletrônicos Baseados em Semicondutores GaN. In: **XXXIV Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2019. p. 1-1.
- **AMADO, J. R. C.; RADDATZ, B. D.; DUARTE, R. R.; DALLA COSTA, M. A.** Projeto de um Sistema de Iluminação Autônomo de Alto Rendimento Utilizando Energia Fotovoltaica. In: **XXXIV Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2019. p. 1-1.

- CAMPOS, A.; BENDER, V. C.; **DUARTE, R. R.**; PIOVESAN, T.; DALLA COSTA, M. A. Análise de Indutâncias Parasitas em Conversores Eletrônicos Baseados em Semicondutores GaN Utilizando Engenharia Assistida por Computador. In: **XXXV Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2020. p. 1-1.
- GRASSI, G. K.; AMADO, J. R. C.; **DUARTE, R. R.**; DALLA COSTA, M. A. Sistema Autônomo de Iluminação Utilizando Painéis Fotovoltaicos e LEDs: Modo Driver. In: **XXXV Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2020. p. 1-1.
- AMADO, J. R. C.; GRASSI, G. K.; **DUARTE, R. R.**; DALLA COSTA, M. A. Sistema Autônomo de Iluminação utilizando Painéis Fotovoltaicos e LEDs: Modo Carregador de Bateria. In: **XXXV Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2020. p. 1-1.
- CAMPOS, A.; BENDER, V. C.; **DUARTE, R. R.**; PIOVESAN, T.; DALLA COSTA, M. A. Análise Eletromagnética de Placas de Circuito Impresso com Alta Densidade de Potência Utilizando Engenharia Assistida por Computador. In: **XXXVI Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2021. p. 1-1.
- RODRIGUES, I. M. L.; GRASSI, G. K.; **DUARTE, R. R.**; DALLA COSTA, M. A. Sistema Autônomo de Iluminação Baseado em Conversor Bidirecional: Resultados Experimentais. In: **XXXVI Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2021. p. 1-1.

6.2.4 Outras Produções Resultantes do Trabalho

Além da produção científica citada, os softwares desenvolvidos para o controle do sistema embarcado no conversor e seu respectivo supervisório encontram-se em fase de registro via Agência de Inovação e Transferência de Tecnologia (AGITTEC) da UFSM.

Ainda, um pedido de patente referente ao método empregado no projeto do conversor bidirecional encontra-se em processo de redação para posterior tramitação via AGITTEC.

6.3 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DE TRABALHOS PARALELOS

Durante o período do doutorado, outros trabalhos foram produzidos em conjunto com outros pesquisadores. Esta seção lista estes trabalhos.

6.3.1 Artigos Completos Publicados em Periódicos

- LOOSE, F.; TEIXEIRA, L.; **DUARTE, R. R.**; DALLA COSTA, M. A.; BARRIQUELLO, C. H. On the use of the intrinsic ripple of a buck converter for Visible Light Communication in LED drivers. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 3, p. 1235-1245, 2018.

6.3.2 Trabalhos Completos Publicados em Anais de Congressos

- **DUARTE, R. R.**; FERREIRA, G. F.; DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M. Performance investigation of silicon and gallium nitride transistors in an integrated double buck-boost LED driver. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. Cincinnati: IEEE, 2017. p. 1-5.
- LOOSE, F.; **DUARTE, R. R.**; BARRIQUELLO, C. H.; DALLA COSTA, M. A.; TEIXEIRA, L.; CAMPOS, A. Ripple-based visible light communication technique for switched LED drivers. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. Cincinnati: IEEE, 2017. p. 1-6.
- **DUARTE, R. R.**; PEREIRA, G. G.; DALLA COSTA, M. A.; BARRIQUELLO, C. H. ; ALONSO, J. M. Off-Grid Commercial LED Driver Optimization using GaN Transistors. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**. Portland: IEEE, 2018. p. 1-7.
- DE MELO, M. F.; BRAND, J. S.; **DUARTE, R. R.**; DALLA COSTA, MARCO A.; ALONSO, J. M.; WANG, Y. Analysis of Low Frequency Ripple Transmission in LED Drivers. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**. Portland: IEEE, 2018. p. 1-8.

6.3.3 Trabalhos Publicados em Anais de Jornadas de Pesquisa e Mostras Científicas

- CONRAD, C. C. O.; **DUARTE, R. R.**; DALLA COSTA, M. A. Luminária tubular de LEDs com entrada universal e step-dimming baseado no conversor flyback de estágio único com controle digital de potência. In: **XXXII Jornada Acadêmica Integrada (JAI)**. Santa Maria: UFSM, 2017. p. 1-1.
- CONRAD, C. C. O.; **DUARTE, R. R.**; DALLA COSTA, M. A. Estratégia de Dimming pelo Interruptor para Driver de LEDs com Alto Fator de Potência e Tensão

de Entrada Universal. In: **XXVIII Congresso Regional de Iniciação Científica (CRICTE)**. Ijuí: Unijuí, 2017. p. 1-4.

6.4 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão de trabalhos futuros, destaca-se a implementação do sistema em uma ou mais localidades a fim de avaliar seu desempenho em condições reais de funcionamento e validar a metodologia de projeto apresentada. Este estudo encontra-se em fase de desenvolvimento através de um projeto de pesquisa da Empresa Brasileira de Pesquisa e Inovação Industrial (Embrapii) unidade UFSM e em parceria com as empresas Zagonel S. A. e Alphatech.

Ao fim deste projeto, espera-se obter um sistema autônomo de iluminação baseado no conversor bidirecional com GaN que apresente alto rendimento e elevada confiabilidade. Durante o desenvolvimento do projeto com o parceiro da iniciativa privada, são avaliadas alternativas para tornar o projeto viável do ponto de vista da sua produção industrial, através da busca de componentes com múltiplos fornecedores e custos competitivos e do gerenciamento térmico do circuito para que opere de forma satisfatória apenas com sistemas de refrigeração passivos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABDOURRAZIQ, M. A.; OUASSAID, M.; MAAROUFI, M. Comparative study of MPPT using variable step size for photovoltaic systems. In: **2nd World Conference on Complex Systems (WCCS)**. Agadir: IEEE, 2014. p. 374–379.
- AI, Y.; LIU, T.; WANG, S. Design and Implementation of a Novel High-performance Stand-alone Photovoltaic LED Lighting System. In: **Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**. Chengdu: IEEE, 2010. p. 1–4.
- AL-DIAB, A.; SOURKOUNIS, C. Variable step size P&O MPPT algorithm for PV systems. In: **International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)**. Basov: IEEE, 2010. p. 1097–1102.
- ALBACH, M.; DURBAUM, T.; BROCKMEYER, A. Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches. In: **Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**. Baveno: IEEE, 1996. v. 2, p. 1463–1468 vol.2.
- ALI, M. et al. Design and development of energy-free solar street LED light system. In: **IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies - Middle East (ISGT Middle East)**. Jeddah: IEEE, 2011. p. 1–7.
- ALMEIDA, P. S. et al. Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 36–47, 2015.
- _____. Improved State-Space Averaged Representation of Led Drivers Considering the Dynamic Model of the Load. In: **Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. Gramado: IEEE, 2013. v. 2, p. 434–439.
- ALONSO, J. M. et al. Reducing storage capacitance in off-line LED power supplies by using integrated converters. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. Las Vegas: IEEE, 2012. p. 1–8.
- AMANO, H. et al. The 2018 GaN power electronics roadmap. **Journal of Physics D: Applied Physics**, v. 51, n. 16, p. 163001, 2018.
- BANDEIRA, R. H. **Método de Dimensionamento de Sistemas Autônomos Fotovoltaicos de Iluminação Pública Baseado na Análise da Dinâmica Diária de Geração e Consumo**. 2018. 98 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2018.
- BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**. 3. ed. Florianópolis: Ed. do autor, 2001. 332 p.
- BARRETO, R. L. **Contribuições ao Método de Rastreamento de Máxima Potência Para Sistemas Fotovoltaicos**. 2014. 85 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.
- BATTERY UNIVERSITY. **BU-205: Types of Lithium-ion**. 2021. Disponível em: <www.batteryuniversity.com>.
- BECHERIF, M. et al. 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)**. Glendale: IEEE, 2010. p. 2795–2802.

BELLINASO, L. V. et al. Cascade Control with Adaptive Voltage Controller Applied to Photovoltaic Boost Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 2, p. 1903–1912, 2019.

BENDER, V. C. **Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública**. 2012. 201 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.; ALONSO, J. M. Solid-State Lighting: A Concise Review of the State of the Art on LED and OLED Modeling. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 6–16, 2015.

BINDRA, A. Wide-Bandgap-Based Power Devices: Reshaping the power electronics landscape. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 2, n. 1, p. 42–47, 2015.

BLOOMBERG. **EV Battery Prices Risk Reversing Downward Trend as Metals Surge**. 2021. Disponível em: <www.bloomberg.com>.

BRADLEY, M.; ALARCON, E.; FEELY, O. Design-oriented analysis of quantization-induced limit cycles in a multiple-sampled digitally controlled buck converter. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 61, n. 4, p. 1192–1205, 2014.

CADEX. **Lithium Battery Types**. 2021. Disponível em: <www.cadex.com>.

CELANI, J. Solar Battery Charger Maintains High Efficiency in Low Light. **LT Journal of Analog Innovation**, v. 23, n. 3, p. 24–27, 2013.

CHAGAS, D. M. **Estudo sobre fatores contribuintes de acidentes de trânsito urbano**. 2011. 87 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.

CHALFIN, A. et al. NBER Working Papers, **Reducing Crime Through Environmental Design: Evidence from a Randomized Experiment of Street Lighting in New York City**. 2019. Disponível em: <www.ideas.repec.org>.

CHIU, H. J. et al. Design and implementation of a photovoltaic high-intensity-discharge street lighting system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3464–3471, 2011.

CLEAR BLUE TECHNOLOGIES. **Solar Controller**. 2019. Disponível em: <www.clearbluetechnologies.com>.

COLE, M.; CLAYTON, H.; MARTIN, K. Solid-State Lighting: The New Normal in Lighting. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 109–119, 2015.

COLE, M.; DRISCOLL, T. The lighting revolution: If we were experts before, we're novices now. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1509–1520, 2014.

COLINO, S. L.; BEACH, R. **Fundamentals of Gallium Nitride Power Transistors**. 2011. 4 p. Disponível em: <www.epc-co.com>.

DALLA COSTA, M. A. et al. Autonomous street lighting system based on solar energy and LEDs. In: **IEEE International Conference on Industrial Technology**. Vina del Mar: IEEE, 2010. p. 1143–1148.

DE LEON-ALDACO, S. E.; CALLEJA, H.; ALQUICIRA, J. A. Metaheuristic Optimization Methods Applied to Power Converters: A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 6791–6803, 2015.

DE PAULA, W. J. et al. Switching losses prediction methods oriented to power mosfets – a review. **IET Power Electronics**, v. 13, n. 14, p. 2960–2970, 2020.

DEBOY, G. et al. Advanced Silicon Devices - Applications and Technology Trends. In: **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Charlotte: IEEE, 2015. p. 1–28.

DIVYA, K. C.; ØSTERGAARD, J. Battery energy storage technology for power systems-An overview. **Electric Power Systems Research**, v. 79, n. 4, p. 511–520, 2009.

DUARTE, R. R. **Estudo Comparativo Entre Semicondutores de Silício e Nitreto de Gálio em Circuitos de Acionamento de LEDs**. 2017. 127 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2017.

DUARTE, R. R. et al. Performance comparison of Si and GaN transistors in a family of synchronous buck converters for LED lighting applications. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. Portland: IEEE, 2016. p. 1–7.

_____. Performance investigation of silicon and gallium nitride transistors in an integrated double buck-boost LED driver. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. Cincinnati: IEEE, 2017. p. 1–5.

EFFICIENT POWER CONVERSION CORPORATION. **Application Note AN003: Using Enhancement Mode GaN-on-Silicon Power FETs**. 2014. 9 p. Disponível em: <www.epc-co.com>.

EL-FAOURI, F. S. et al. A Smart Street Lighting System Using Solar Energy. In: **IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe)**. Ljubljana: IEEE, 2016. p. 1–6.

ELVIK, R. et al. **The Handbook of Road Safety Measures**. 2. ed. [S.l.]: Emerald Group Publishing Limited, 2009. 1140 p.

ENGELKE, S. **Rechargeable battery diagram convention**. 2013. Disponível em: <www.storage4.eu>.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Nova York: Springer, 2001. 883 p.

EVERLIGHT. **62-227ET Series SMD mid power LED datasheet**. 2017. Disponível em: <www.everlightamericas.com>.

FEMIA, N.; FORTUNATO, M.; VITELLI, M. Light-to-light: PV-fed LED lighting systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 8, p. 4063–4073, 2013.

FEMIA, N.; ZAMBONI, W. Photovoltaic-fed LED lighting system with SOC-based dimmable LED load. In: **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**. Montreal: IEEE, 2012. p. 1132–1137.

GALLEN, R. et al. Nighttime visibility analysis and estimation method in the presence of dense fog. **IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems**, v. 16, n. 1, p. 310–320, 2015.

GaN SYSTEMS. **How to Drive GaN Enhancement Mode Power Switching Transistors**. 2014. 13 p. Disponível em: <www.gansystems.com>.

GRAND VIEW RESEARCH. **Gallium Nitride Semiconductor Devices Market Size, Share and Trends Analysis Report By Product, By Component, By Wafer Size, By End Use, By Region, And Segment Forecasts, 2021 - 2028.** [S.I.], 2021. 182 p. Disponível em: <www.grandviewresearch.com>.

GUERRA, A.; ZHANG, J. GaN Power Devices for Micro Inverters. **Power Electronics Europe**, n. 4, p. 28–31, 2010.

HAMEER, S.; NIEKERK, J. L. van. A review of large-scale electrical energy storage. **International Journal of Energy Research**, v. 39, n. 9, p. 1179–1195, 2015.

HAN, D.; SARLIOGLU, B. Deadtime Effect on GaN-Based Synchronous Boost Converter and Analytical Model for Optimal Deadtime Selection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 601–612, 2016.

HE, J. et al. Application of wide bandgap devices in renewable energy systems - Benefits and challenges. In: **International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)**. Milwaukee: IEEE, 2014. p. 749–754.

HOFFMANN, L. et al. Thermal measurement of losses of GaN power transistors for optimization of their drive. In: **15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. Lille: IEEE, 2013. p. 1–8.

HU, Y. et al. Three-Port DC-DC Converter for Stand-Alone Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 6, p. 3068–3076, 2015.

HUA, C.-C. H. C.-C.; KU, P.-K. K. P.-K. Implementation of a Stand-Alone Photovoltaic Lighting System with MPPT, Battery Charger and High Brightness LEDs. In: **2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems**. Kuala Lumpur: IEEE, 2005. v. 2, p. 1601–1605.

HUANG, A. Q. New unipolar switching power device figures of merit. **IEEE Electron Device Letters**, v. 25, n. 5, p. 298–301, 2004.

HUANG, B. J. et al. A high-performance stand-alone solar PV power system for LED lighting. In: **35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)**. Honolulu: IEEE, 2010. p. 2346–2348.

HUDGINS, J. et al. An assessment of wide bandgap semiconductors for power devices. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 907–914, 2003.

HUSSEIN, K. H. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, v. 142, n. 1, p. 59–64, 1995.

IKEDA, N. et al. High-power AlGaN/GaN HFETs on Si substrates. In: **International Power Electronics Conference (IPEC)**. Sapporo: IEEE, 2010. p. 1018–1022.

IMHOFF, J. **Desenvolvimento de Conversores estáticos para sistemas autônomos**. 2007. 146 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **World Energy Outlook 2018**. 2018. Disponível em: <www.iea.org/weo>.

KANGPING, W. et al. Analytical loss model of low voltage enhancement mode GaN HEMTs. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. Pittsburgh: IEEE, 2014. p. 100–105.

KELLER, S. et al. Gallium nitride based high power heterojunction field effect transistors: Process development and present status at UCSB. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 48, n. 3, p. 552–559, 2001.

KHAN, O.; EDWIN, F. F.; XIAO, W. Loss modeling for enhancement mode gallium nitride field efect transistor in power converter applications. In: **Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)**. Vienna: IEEE, 2013. p. 7181–7186.

KINI, R. L. et al. 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)**. Tampa: IEEE, 2017. p. 2977–2982.

KRUSE, K.; ELBO, M.; ZHANG, Z. GaN-based High Efficiency Bidirectional DC-DC Converter with 10 MHz Switching Frequency. In: **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Tampa: IEEE, 2017. p. 273–278.

LAZZARIN, T. B. **Estudo e implementação de um carregador de baterias com uma técnica de avaliação de sua vida útil**. 2006. 227 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.

LG ELECTRONICS. **LG365Q1C-A5 Datasheet**. 2017. 2 p. Disponível em: <www.lgsolarusa.com>.

LIAO, H. et al. LED Driving Circuit with Stand-Alone Photovoltaic Power. In: **3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)**. Kaohsiung: IEEE, 2017. p. 923–927.

LIDOW, A. et al. **GaN Transistors for Efficient Power Conversion**. 2. ed. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2014. 266 p.

_____. GaN: A reliable future in power conversion dramatic performance improvements at a lower cost. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 2, n. 1, p. 20–26, 2015.

LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION. **LT3652 Datasheet - Power Tracking 2A Battery Charger for Solar Power**. 2010. Disponível em: <www.linear.com>.

LINS, M. N. **Arco Metropolitano tem 4 mil postes de iluminação sem necessidade, segundo Dnit**. Rio de Janeiro: [s.n.], 2016. Disponível em: <www.extra.globo.com>.

LOHN, M. K. et al. Retificador PFC Monofásico Bridgeless Baseado em Interruptores GaN HEMT empregando Estratégia de Modulação PWM de Alta Resolução Implementada em FPGA. **Eletrônica de Potência**, v. 24, n. 2, p. 235–245, 2019.

LUMILEDS. **LUXEON 3030 2D Datasheet**. 2021. 1–21 p. Disponível em: <www.lumileds.com>.

MAKRIDES, G. et al. Reliable integration of a concentrating solar power plant in a small isolated system through an appropriately sized battery energy storage system. **IET Renewable Power Generation**, v. 10, n. 5, p. 735–742, 2016.

MAMMANO, R. A. **Fundamentals of Power Supply Design**. 1. ed. [S.I.]: Texas Instruments, 2017. 352 p.

MANTOOTH, H. A.; GLOVER, M. D.; SHEPHERD, P. Wide Bandgap Technologies and Their Implications on Miniaturizing Power Electronic Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 3, p. 374–385, 2014.

MARS, N. et al. Comparison study of different dynamic battery model. In: **International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)**. Hammamet: IEEE, 2017. p. 1–6.

MCLAMARA, J. W.; HUANG, A. Q. GaN HEMT based 250W CCM photovoltaic micro-inverter. In: **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Charlotte: IEEE, 2015. p. 246–253.

MENECHESO, G. et al. Reliability of GaN High-Electron-Mobility Transistors: State of the Art and Perspectives. **IEEE Transactions on Device and Materials Reliability**, v. 8, n. 2, p. 332–343, 2008.

MILLAN, J. et al. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2155–2163, 2014.

MIRA, M. C.; KNOTT, A.; ANDERSEN, M. A. E. 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)**. Karlsruhe: IEEE, 2016. p. 1–10.

MISHRA, U. K.; PARIKH, P.; WU, Y.-F. AlGaN/GaN HEMTs—an overview of device operation and applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 90, n. 6, p. 1022–1031, 2002.

MOHAMMED, H. A. Z. Design and implementation of a photovoltaic system used for street LIGHTS. In: **2nd International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE)**. Singapore: IEEE, 2016. p. 169–175.

MURPHY, M. **Cascode Circuit Employing a Depletion-Mode, GaN-Based FET**. 2009.

NATIONAL SCIENCE FOUNDATION. **Antarctic Photo Library**. 2012. Disponível em: <photolibrary.usap.gov>.

NEOSOLAR. **Luminária Solar LED - Poste Fotovoltaico**. 2019. Disponível em: <www.neosolar.com.br>.

ORABI, M.; SHAWKY, A. Proposed switching losses model for integrated point-of-load synchronous buck converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 9, p. 5136–5150, 2015.

PALMIRO, F.; RAYUDU, R.; FORD, R. Modelling and simulation of a solar PV lithium ion battery charger for energy kiosks application. In: **IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**. Brisbane: IEEE, 2015. p. 1–5.

PENGELLY, R. S. et al. A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 60, n. 6, p. 1764–1783, 2012.

PEREIRA, E. B. et al. **Atlas Brasileiro de Energia Solar**. 2. ed. São José dos Campos: INPE, 2017. 80 p.

PERVAIZ, S.; KUMAR, A.; AFRIDI, K. K. GaN-Based High-Power-Density Electrolytic-Free Universal Input LED Driver. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. Cincinnati: IEEE, 2017. p. 3676–3683.

PETERCHEV, A. V.; SANDERS, S. R. Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1 II, p. 301–308, 2003.

PETERSEN, A.; STONE, D.; FOSTER, M. On the impact of current generation commercial gallium nitride power transistors on power converter loss. **Electronics Letters**, v. 53, n. 22, p. 1487–1489, 2017.

PINTO, R. A. **Sistemas Eletrônicos Para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores De Luz (LEDs) Alimentados Pela Rede Elétrica e Por Baterias**. 2012. 254 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

POSHARP. **Solar Panel Database**. 2019. Disponível em: <www.possharp.com>.

POULLIKKAS, A. A comparative overview of large-scale battery systems for electricity storage. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 27, p. 778–788, 2013.

POWER TECH SYSTEMS. **PowerBrick+ 12V lithium-ion battery pack datasheet**. 2021. 1–2 p. Disponível em: <www.powertechsystems.eu>.

REUSCH, D.; BISWAS, S.; ZHANG, Y. System Optimization of a High Power Density Non-Isolated Intermediate Bus Converter for 48 V Server Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 55, n. 2, p. 1619–1627, 2019.

ROCHA, F. D. V. **Carregador de baterias bidirecional com transformador planar**. 2013. 109 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2013.

ROSEMBACK, R. H. **Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost atuando como Controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico**. 2004. 139 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2004.

SANO, H. et al. A 1.8-2.3GHz Wide-band and Compact Power Amplifier Module Using AlGaN/GaN HEMTs. In: **Asia-Pacific Microwave Conference**. Suzhou: IEEE, 2005. v. 2, p. 1–4.

SATO, Y.; TAKEUCHI, S.; KOBAYAKAWA, K. Cause of the memory effect observed in alkaline secondary batteries using nickel electrode. **Journal of Power Sources**, v. 93, n. 1-2, p. 20–24, 2001.

SAXENA, N.; SINGH, B.; VYAS, A. L. Integration of solar photovoltaic with battery to single-phase grid. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 11, n. 8, p. 2003–2012, 2017.

_____. Single-phase solar PV system with battery and exchange of power in grid-connected and standalone modes. **IET Renewable Power Generation**, v. 11, n. 2, p. 325–333, 2017.

SEGUEL, J. I. L. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. 2009. 222 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.

SHAW, P.; KUMAR, P. Small Signal Stability Analysis of a Battery Connected Standalone Photovoltaic System. In: **7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)**. Patiala: IEEE, 2016. p. 1–6.

SOLAR DESIGN TOOL. **Solar Panel Database**. 2019. Disponível em: <www.solardesigntool.com>.

ST MICROELECTRONICS. **PWM resolution enhancement through a dithering technique for STM32 advanced-configuration, general-purpose and lite timers**. 2017. 22 p. Disponível em: <www.st.com>.

STEINBACH, R. et al. The effect of reduced street lighting on road casualties and crime in England and Wales: Controlled interrupted time series analysis. **Journal of Epidemiology and Community Health**, v. 69, n. 11, p. 1118–1124, 2015.

STEINMETZ, C. P. On the Law of Hysteresis. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, IX, n. 1, p. 1–64, 1892.

STEVENSON, R. Power electronics' cool new flavor. **IEEE Spectrum**, v. 53, n. 4, p. 11–12, 2016.

SUN, X. **Solar Technology Got Cheaper and Better in the 2010s. Now What?** 2019. Disponível em: <www.greentechmedia.com>.

TAVARES, D. F. M. **Soluções técnicas para sistemas de carga de veículos eléctricos**. 2009. 68 p. Dissertação (Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores) — Universidade do Porto, Porto, 2009.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320 Second Generation Digital Signal Processors**. 1991. 71 p. Disponível em: <www.ti.com>.

_____. **Synchronous Buck Converter Design Using TPS56xx Controllers in SLVP10x EVMs User's Guide**. 1998. 40 p. Disponível em: <www.ti.com>.

_____. **U-511 Switch-Mode Power Conversion Using the bq2031**. 1999. 17 p. Disponível em: <www.ti.com>.

_____. **LM5113 100 V 1.2-A / 5-A , Half-Bridge Gate Driver for Enhancement Mode GaN FETs**. 2016. 26 p. Disponível em: <www.ti.com>.

THIKE, A. M.; LUPIN, S.; VAGAPOV, Y. Implementation of brute force algorithm for topology optimisation of wireless networks. In: **International Conference for Students on Applied Engineering (ICSAE)**. Newcastle upon Tyne: IEEE, 2016. p. 1–5.

THURSTON, C. W. **Smart Solar Street Lights Spread With IoT Adoption**. 2019. Disponível em: <www.cleantechnica.com>.

UNIPOWER. **Manual Técnico Bateria Estacionária**. 2014. Disponível em: <www.unipower.com.br>.

_____. **Catálogo de Baterias de Lítio**. 2021. 1–2 p. Disponível em: <www.unipower.com.br>.

URTASUN, A.; SANCHIS, P.; MARROYO, L. Adaptive Voltage Control of the DC/DC Boost Stage in PV Converters With Small Input Capacitor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 5038–5048, 2013.

U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. **The Future Arrives for Five Clean Energy Technologies**. [S.I.], 2015. 1–24 p.

_____. **2019 Lighting Research and Development Opportunities**. [S.I.], 2020. 140 p.

VENKATACHALAM, K. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. In: **IEEE Workshop on Computers in Power Electronics**. Mayaguez: IEEE, 2002. p. 36–41.

VIEIRA, J. A. B.; MOTA, A. M. Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control. In: **IEEE International Conference on Control Applications (CCA)**. Yokohama: IEEE, 2010. p. 185–190.

VILLAR, I. et al. Global loss evaluation methods for nonsinusoidally fed medium-frequency power transformers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 10, p. 4132–4140, 2009.

VISHAY DALE. **Application note 34252: IHLP selection example**. 2013. 1–2 p. Disponível em: <www.vishay.com>.

_____. **Application note 34251: IHLP selection example**. 2016. 1–12 p. Disponível em: <www.vishay.com>.

WAFFLER, S.; PREINDL, M.; KOLAR, J. W. Multi-objective optimization and comparative evaluation of Si soft-switched and SiC hard-switched automotive DC-DC converters. In: **Industrial Electronics Conference (IECON)**. Porto: IEEE, 2009. p. 3814–3821.

WANG, Y. et al. Design a Modified Bi-Directional Converter for Solar LED Lighting System. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. Portland: IEEE, 2018. p. 4733–4737.

WANVIK, P. O. **Road Lighting and Traffic Safety**. 2009. 195 p. Tese (Philosophiae Doctor) — Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, 2009.

WEISBUCH, C. Historical perspective on the physics of artificial lighting. **Comptes Rendus Physique**, Elsevier Masson SAS, v. 19, n. 3, p. 89–112, 2018.

WORLD HEALTH ORGANIZATION. **Global status report on road safety 2018**. [S.l.], 2018. 424 p. Disponível em: <www.who.int>.

WU, T. F.; CHANG, C.-h.; WU, Y.-J. Single-stage converters for PV lighting systems with MPPT and energy backup. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 35, n. 4, p. 1306–1317, 1999.

XIA, Y. et al. A GaN based Doubly Grounded , Reduced Capacitance Transformer-less Split Phase Photovoltaic Inverter with Active Power Decoupling. In: **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Tampa: IEEE, 2017. p. 2983–2988.

XIE, M. How to select input capacitors for a buck converter. **Texas Instruments Analog Applications Journal**, p. 8–13, 2016.

YING, Y. **Device Selection Criteria Based on Loss Modeling and Figure of Merit**. 2008. 114 p. Dissertação (Master of Science) — Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2008.

YU, R. et al. Two-Stage Optimization Method for Efficient Power Converter Design Including Light Load Operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 27, n. 3, p. 1327–1337, 2012.

ZHANG, J. **Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control**. 2008. 149 p. Tese (Philosophiae Doctor) — Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2008.

ZHANG, Y.; MA, D. A single-stage solar-powered LED display driver using power channel time multiplexing technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3772–3780, 2015.

ZISSLIS, G.; BERTOLDI, P.; SERRENHO, T. **Update on the Status of LED-Lighting world market since 2018**. [S.l.]: Publications Office of the European Union, 2021. JRC122760. (JRC Technical Report, JRC122760).

APÊNDICE A – CIRCUITO COMPLETO DO PROTÓTIPO 1

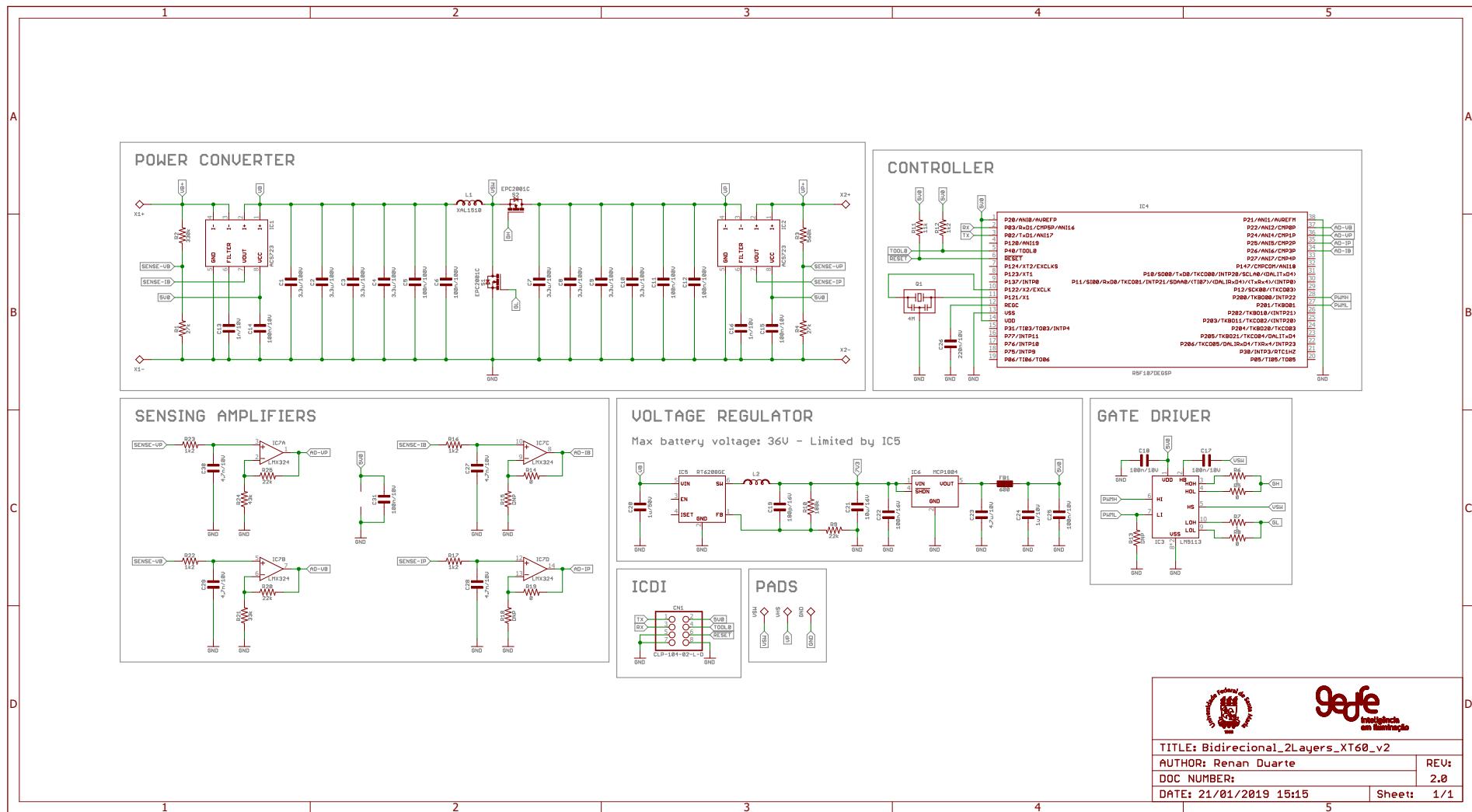
A Figura 79 apresenta o esquemático completo da placa de circuito impresso do protótipo desenvolvido para validação da topologia e dos modelos apresentados. Para facilitar o entendimento, sub-circuitos foram agrupados em blocos. A seguir, cada um dos blocos é detalhado.

- **Power Converter:** Circuito de potência do conversor. Constituído pelos interruptores, indutor e capacitores além dos sensores de tensão e corrente.
- **Sensing Amplifiers:** Bloco responsável pela filtragem e amplificação dos sinais dos sensores de tensão e corrente. Funcionam também como *buffers* de tensão, protegendo as entradas analógicas do microcontrolador.
- **Controller:** Microcontrolador e componentes básicos necessários para seu funcionamento.
- **Gate Driver:** Baseado no circuito integrado LM5113 da empresa Texas Instruments, este bloco funciona como um *buffer* entre os sinais PWM gerados pelo controlador e os interruptores. Além de fornecer a corrente necessária para o acionamento dos interruptores, o circuito integrado fornece uma fonte de tensão flutuante necessária para o acionamento do interruptor superior Q_H (S_2 no esquemático da Figura 79).
- **Voltage Regulator:** Fonte auxiliar do circuito. Fornece um barramento constante de 5 V para o microcontrolador, *gate driver* e circuito de instrumentação. Consiste em um conversor buck síncrono que reduz a tensão da bateria para um barramento intermediário de 7,3 V e um regulador linear de 5 V. O conversor auxiliar é baseado no circuito integrado RT6208 da empresa Richtek USA. Este componente é o fator limitante em termos de tensão máxima permitida no banco de baterias, visto que sua tensão de entrada máxima é 36 V.
- **ICDI:** Do inglês *In-Circuit Debug Interface*. Conector para gravação e depuração do código do microcontrolador. Além disso, serve como conexão do circuito com o sistema supervisório através de uma interface serial.
- **Pads:** Terminais para medição de tensão em diferentes pontos do circuito.

Já na Tabela 13, a seguir, é apresentada a lista completa de componentes da placa de circuito impresso, com valores, encapsulamentos e códigos dos fabricantes.

Na Figura 80 é apresentada uma vista interativa em CAD da placa de circuito impresso (Para visualizar o conteúdo interativo é preciso habilitar a função no visualizador PDF).

Figura 79 – Esquemático completo da placa de circuito impresso do protótipo implementado.



Fonte: Autor.

Tabela 13 – Lista completa de componentes do protótipo desenvolvido.

(Continua)

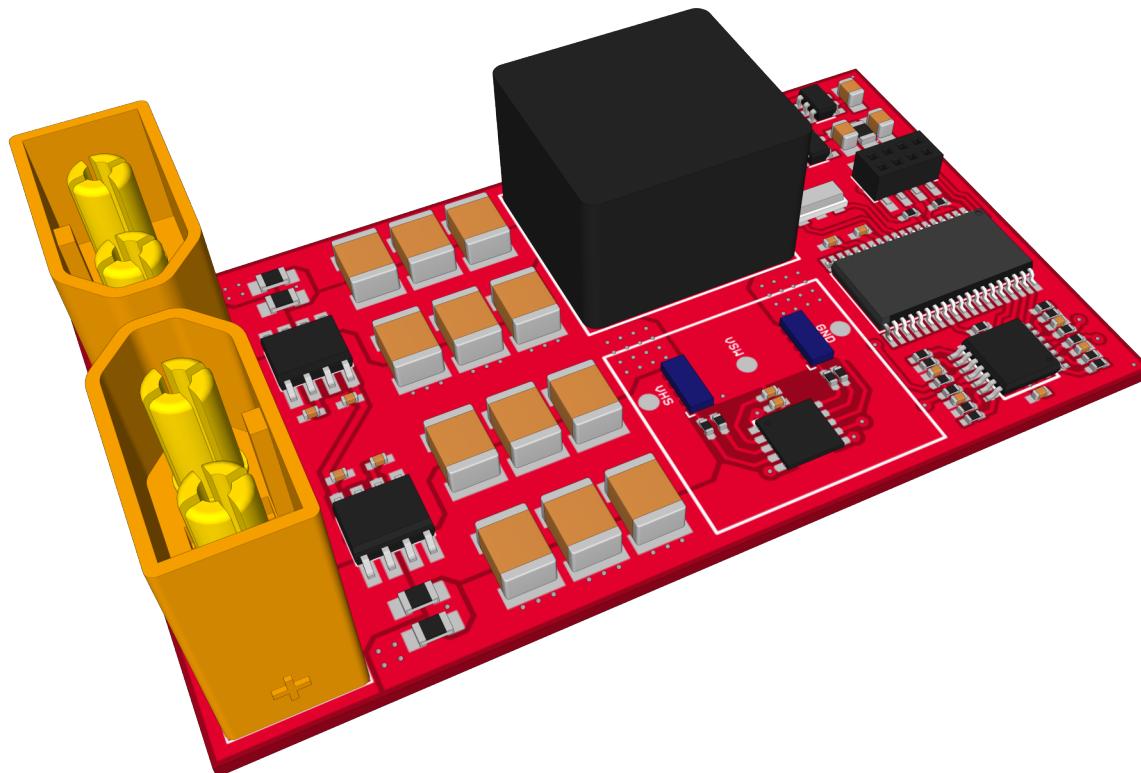
| Componente | Descrição | Valor | Encap. | Código | Qtd |
|--------------------------|--------------------|-----------------|---------------|----------------------|------------|
| C1,C2,C3,C4,C7,C8,C9,C10 | Capacitor | 3.3u/100V | 1812 | C4532X7S2A335K200KB | 8 |
| C13,C16 | Capacitor | 1n/10V | 0402 | SMD C0402 1n | 2 |
| C14,C15,C17,C18,C25,C31 | Capacitor | 100n/10V | 0402 | CGA2B2X5R1C104K050BA | 6 |
| C19 | Capacitor | 180p/16V | 0402 | SMD C0402 180p | 1 |
| C20 | Capacitor | 1u/100V | 0805 | C2012X7S2A105K125AE | 1 |
| C21,C23 | Capacitor | 4.7u/16V | 0805 | SMD C0805 4.7u | 2 |
| C22 | Capacitor | 100n/16V | 0805 | SMD C0805 100n | 1 |
| C24 | Capacitor | 1u/10V | 0805 | SMD C0805 1u | 1 |
| C26 | Capacitor | 2200n/10V | 0402 | SMD C0402 220n | 1 |
| C27,C28,C29,C30 | Capacitor | 4.7n/10V | 0402 | SMD C0402 4.7n | 4 |
| C5,C6,C11,C12 | Capacitor | 100n/100V | 1812 | CGA8R2C0G2A104J320KA | 4 |
| CN1 | Barra de Pinos | PH-4x2 1.27 SMD | PH-4X2 | CLP-104-02-L-D | 1 |
| FB1 | Ferrite | 600 | 0805 | SMD FB0805 | 1 |
| IC1,IC2 | Sensor Corrente | ACS723-10AB | SO8 | ACS723-10AB | 2 |
| IC3 | Gate <i>Driver</i> | LM5113 | WSON10 | LM5113SD/NOPBCT-ND | 1 |
| IC4 | Microcontrolador | RL78I1A | SSOP38 | R5F107DEGSP | 1 |
| IC5 | Buck IC | RT6208GE | SOT23-6 | RT6208GE | 1 |
| IC6 | Regulador Linear | MCP1804 | SOT23-5 | MCP1804T-5002I/OT | 1 |
| IC7 | Op Amp | LMX324 | TSSOP14 | LMX324IPT | 1 |
| L1 | Indutor | XAL1510 15u | 15.2X16.2 | XAL1510-153ME | 1 |

Tabela 13 – Lista completa de componentes do protótipo desenvolvido.

| | | | | | (Conclusão) |
|---------------------|-----------|----------------|-------|----------------|-------------|
| L2 | Indutor | LQH3NPN151MGRL | 3X3 | LQH3NPN151MGRL | 1 |
| Q1 | Oscilador | 4M | CSTCR | CSTCR4M00G53Z | 1 |
| R1,R4 | Resistor | 27k | 0805 | SMD R0805 27k | 2 |
| R10 | Resistor | 180k | 0402 | SMD R0402 180k | 1 |
| R11 | Resistor | 11k | 0402 | SMD R0402 11k | 1 |
| R12,R16,R17,R22,R23 | Resistor | 1k2 | 0402 | SMD R0402 1k2 | 5 |
| R13,R15,R18 | Resistor | DNP | 0402 | DNP | 3 |
| R2 | Resistor | 330k | 0806 | SMD R0805 330k | 1 |
| R21 | Resistor | 33k | 0402 | SMD R0402 33k | 1 |
| R24 | Resistor | 43k | 0402 | SMD R0402 43k | 1 |
| R3 | Resistor | 560k | 0805 | SMD R0805 560k | 1 |
| R5,R8,R14,R19 | Resistor | 0 | 0402 | RC0402JR-070RL | 4 |
| R6,R7 | Resistor | 1 | 0402 | SMD R0402 1R0 | 2 |
| R9, R20, R25 | Resistor | 22k | 0402 | SMD R0402 22k | 3 |
| S1,S2 | eGaN FET | EPC2001C | LGA11 | EPC2001C | 2 |
| X1,X2 | Conecotor | XT60 | XT60 | XT60 | 2 |

Fonte: Autor.

Figura 80 – Vista interativa em CAD da placa do protótipo desenvolvido.



Para visualizar a imagem interativa, ative a função no visualizador PDF ou use uma versão mais recente.
Recomendação: Foxit Reader versão 9.X+

Fonte: Autor.

APÊNDICE B – CONFIGURAÇÕES VÁLIDAS DO PROTÓTIPO 2

A Tabela 14 apresenta as 39 configurações de bateria, painéis fotovoltaicos e cargas LED válidas para utilização no protótipo 2.

Tabela 14 – Configurações válidas.

Continua

| Cfg | Bat | PV | LED | V_{bat_{min}} | V_{bat_{max}} | V_{MPP} | V_{OC} | V_{LED_{TH}} | V_{LED_{nom}} |
|------------|------------|-----------|------------|--------------------------------------|--------------------------------------|------------------------|-----------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|
| 1 | 12V | 36c | 6S8P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 30,46 | 35,33 |
| 2 | 12V | 36c | 6S9P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 30,46 | 34,98 |
| 3 | 12V | 36c | 6S10P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 30,46 | 34,69 |
| 4 | 12V | 36c | 7S7P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 35,53 | 41,14 |
| 5 | 12V | 36c | 7S8P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 35,53 | 40,68 |
| 6 | 12V | 36c | 8S6P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 40,61 | 47,11 |
| 7 | 12V | 36c | 8S7P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 40,61 | 46,50 |
| 8 | 12V | 36c | 9S6P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 45,68 | 52,46 |
| 9 | 12V | 36c | 10S5P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 50,76 | 58,67 |
| 10 | 12V | 36c | 10S6P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 50,76 | 57,81 |
| 11 | 12V | 36c | 11S5P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 55,83 | 64,03 |
| 12 | 12V | 36c | 12S4P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 60,91 | 70,66 |
| 13 | 12V | 36c | 12S5P | 10 | 15 | 17,8 | 21,3 | 60,91 | 69,37 |
| 14 | 12V | 48c | 7S7P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 35,53 | 41,14 |
| 15 | 12V | 48c | 7S8P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 35,53 | 40,68 |
| 16 | 12V | 48c | 8S6P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 40,61 | 47,11 |
| 17 | 12V | 48c | 8S7P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 40,61 | 46,50 |
| 18 | 12V | 48c | 9S6P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 45,68 | 52,46 |
| 19 | 12V | 48c | 10S5P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 50,76 | 58,67 |
| 20 | 12V | 48c | 10S6P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 50,76 | 57,81 |
| 21 | 12V | 48c | 11S5P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 55,83 | 64,03 |
| 22 | 12V | 48c | 12S4P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 60,91 | 70,66 |
| 23 | 12V | 48c | 12S5P | 10 | 15 | 22,96 | 28,8 | 60,91 | 69,37 |
| 24 | 12V | 60c | 9S6P | 10 | 15 | 30,48 | 36,99 | 45,68 | 52,46 |

Fonte: Autor.

Tabela 14 – Configurações válidas.

| Continuação | | | | | | | | | |
|-------------|-----|-----|-------|----|----|-------|-------|-------|-------|
| 25 | 12V | 60c | 10S5P | 10 | 15 | 30,48 | 36,99 | 50,76 | 58,67 |
| 26 | 12V | 60c | 10S6P | 10 | 15 | 30,48 | 36,99 | 50,76 | 57,81 |
| 27 | 12V | 60c | 11S5P | 10 | 15 | 30,48 | 36,99 | 55,83 | 64,03 |
| 28 | 12V | 60c | 12S4P | 10 | 15 | 30,48 | 36,99 | 60,91 | 70,66 |
| 29 | 12V | 60c | 12S5P | 10 | 15 | 30,48 | 36,99 | 60,91 | 69,37 |
| 30 | 12V | 72c | 10S5P | 10 | 15 | 36,6 | 42,7 | 50,76 | 58,67 |
| 31 | 12V | 72c | 10S6P | 10 | 15 | 36,6 | 42,7 | 50,76 | 57,81 |
| 32 | 12V | 72c | 11S5P | 10 | 15 | 36,6 | 42,7 | 55,83 | 64,03 |
| 33 | 12V | 72c | 12S4P | 10 | 15 | 36,6 | 42,7 | 60,91 | 70,66 |
| 34 | 12V | 72c | 12S5P | 10 | 15 | 36,6 | 42,7 | 60,91 | 69,37 |
| 35 | 24V | 72c | 10S5P | 20 | 30 | 36,6 | 42,7 | 50,76 | 58,67 |
| 36 | 24V | 72c | 10S6P | 20 | 30 | 36,6 | 42,7 | 50,76 | 57,81 |
| 37 | 24V | 72c | 11S5P | 20 | 30 | 36,6 | 42,7 | 55,83 | 64,03 |
| 38 | 24V | 72c | 12S4P | 20 | 30 | 36,6 | 42,7 | 60,91 | 70,66 |
| 39 | 24V | 72c | 12S5P | 20 | 30 | 36,6 | 42,7 | 60,91 | 69,37 |

Fonte: Autor.

APÊNDICE C – PARÂMETROS DOS INDUTORES IHLP-6767

A Tabela 15 apresenta os parâmetros utilizados para a determinação das perdas nos indutores da série IHLP-6767 da empresa Vishay.

Tabela 15 – Características técnicas de indutores selecionados.

| Indutor | L_{nom} | R_{nom} | I_{heat} | I_{sat} | V_{μs100G} | K | K_{ac} | α | β |
|--------------------|------------------------|------------------------|-------------------------|------------------------|---------------------------|----------|-----------------------|----------|----------|
| IHLP-6767GZ-01-2.2 | 2,2μH | 0,0024Ω | 58A | 62A | 4,94 | 122,99 | 0,00516 | 1,188 | 2,118 |
| IHLP-6767GZ-01-3.3 | 3,3μH | 0,00368Ω | 28A | 54A | 7,03 | 170,02 | 0,00413 | 1,188 | 2,118 |
| IHLP-6767GZ-01-4.7 | 4,7μH | 0,00484Ω | 49A | 41A | 7,15 | 125,58 | 0,00413 | 1,188 | 2,118 |
| IHLP-6767GZ-01-5.6 | 5,6μH | 0,00668Ω | 41A | 41A | 7,97 | 118,95 | 0,0037 | 1,188 | 2,118 |
| IHLP-6767GZ-01-6.8 | 6,8μH | 0,00837Ω | 47A | 32A | 8,02 | 98,99 | 0,01214 | 1,188 | 2,118 |
| IHLP-6767GZ-01-10 | 10μH | 0,01105Ω | 36A | 25A | 9,39 | 86,12 | 0,01214 | 1,188 | 2,118 |
| IHLP-6767GZ-01-15 | 15μH | 0,0188Ω | 28A | 25A | 12,01 | 96,62 | 0,00975 | 1,188 | 2,118 |
| IHLP-6767GZ-5A-22 | 22μH | 0,02128Ω | 11,7A | 11A | 15,11 | 132,2 | 0,00975 | 1,044 | 2,497 |

Fonte: Adaptado de VISHAY DALE (2013), VISHAY DALE (2016).

APÊNDICE D – CIRCUITO COMPLETO DO PROTÓTIPO 2

As Figuras 81 e 82 apresentam o esquemático completo da placa de circuito impresso dos protótipos desenvolvido para validação do projeto otimizado. Da mesma forma que no protótipo anterior, sub-circuitos foram agrupados em blocos. A seguir, cada um dos blocos é detalhado.

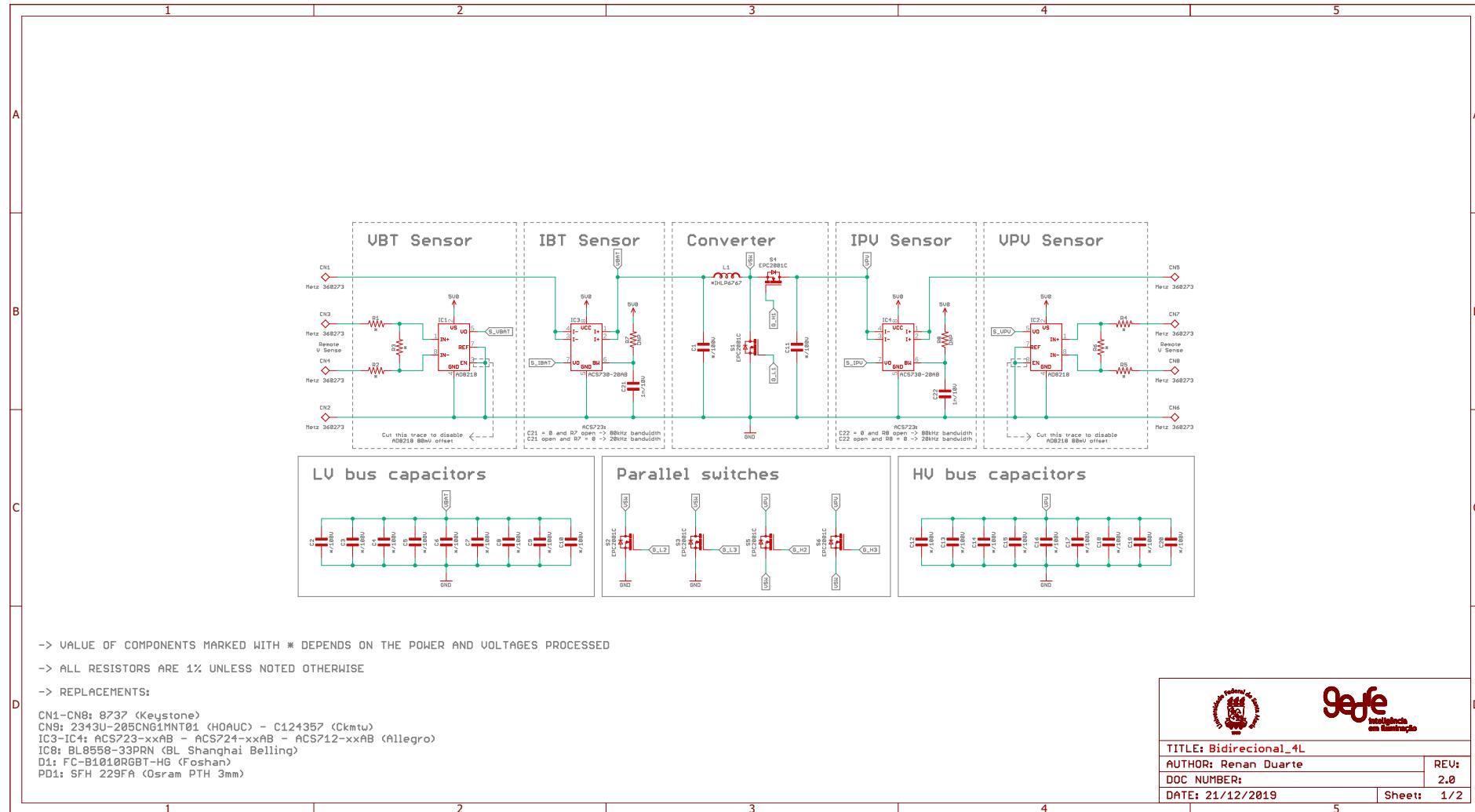
- **Power Converter:** Circuito de potência do conversor. Constituído pelos interruptores, indutor e capacitores. Foram previstos 3 transistores GaN em paralelo para cada transistor do circuito de potência. Apenas um foi utilizado nos protótipos implementados.
- **VBT/VPV Sensors:** Circuitos de medição de tensão da bateria e do conjunto painel fotovoltaico/LED. Utilizou-se um circuito amplificador com elevada tensão de modo comum para compensar as quedas de tensão nos cabos e medir a tensão através de uma conexão kelvin.
- **IBT/IPV Sensors:** Circuitos de medição de corrente da bateria e do conjunto painel fotovoltaico/LED.
- **Sensing Amplifiers:** Bloco responsável pela filtragem e amplificação dos sinais dos sensores de tensão e corrente. Funcionam também como *buffers* de tensão, protegendo as entradas analógicas do microcontrolador.
- **Light Sensor/Temperature Sensor:** Sensor de luminosidade para determinação do modo de operação e sensor de temperatura termicamente acoplado ao nó de comunicação para proteção térmica do circuito.
- **Controller/Bypass Caps:** Microcontrolador e componentes básicos necessários para seu funcionamento.
- **Gate Driver:** Baseado no circuito integrado LM5113 da empresa Texas Instruments, este bloco funciona como um *buffer* entre os sinais PWM gerados pelo controlador e os interruptores. Além de fornecer a corrente necessária para o acionamento dos interruptores, o circuito integrado fornece uma fonte de tensão flutuante necessária para o acionamento do interruptor superior Q_H .
- **Voltage Regulator:** Fonte auxiliar do circuito. Fornece um barramento constante de 5 V para o *gate driver* e sensores de corrente, além de um barramento de 3,3 V para o microcontrolador e circuito de instrumentação. Consiste em um conversor buck síncrono que reduz a tensão da bateria para um barramento intermediário de 5 V e um regulador linear de 3,3 V.

- **JTAG:** Do inglês *Joint Test Action Group*. Conector para gravação e depuração do código do microcontrolador. Além disso, serve como conexão do circuito com o sistema supervisório através de uma interface serial.
- **LED:** LED RGB para indicação visual do status do conversor (modo, erros, etc.).
- **Pads:** Terminais para medição de tensão em diferentes pontos do circuito.

Já na Tabela 16, a seguir, é apresentada a lista completa de componentes da placa de circuito impresso, com valores, encapsulamentos e códigos dos fabricantes. Componentes cujos valores são descritos como *, são dependentes de cada um dos designs implementados. Os valores específicos estão listados no Capítulo 5.

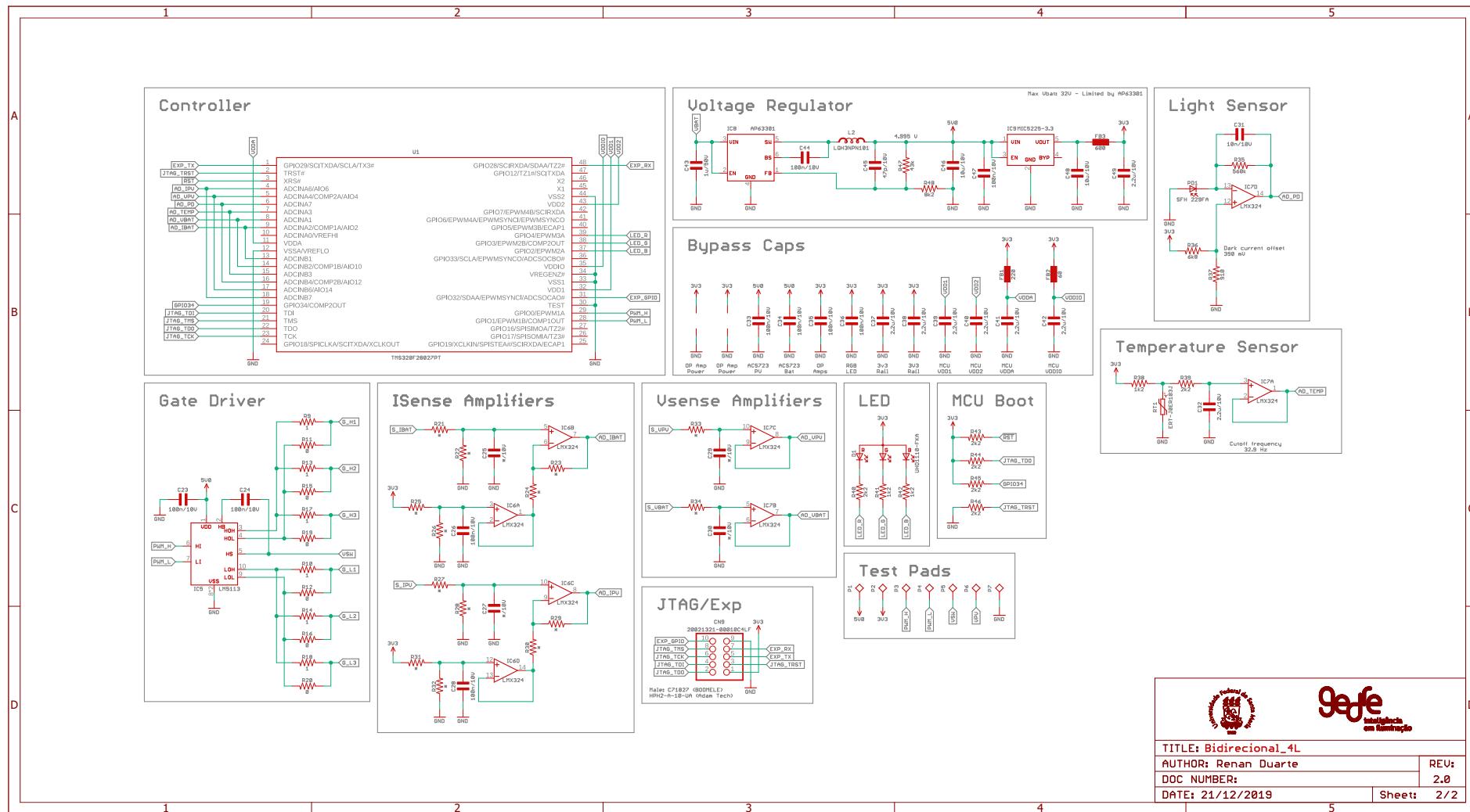
Na Figura 83 é apresentada uma vista interativa em CAD da placa de circuito impresso (Para visualizar o conteúdo interativo é preciso habilitar a função no visualizador PDF).

Figura 81 – Esquemático completo da placa de circuito impresso dos protótipos implementados (Página 1 de 2).



Fonte: Autor.

Figura 82 – Esquemático completo da placa de circuito impresso dos protótipos implementados (Página 2 de 2).



Fonte: Autor.

Tabela 16 – Lista completa de componentes do protótipo desenvolvido.

(Continua)

| Componente | Descrição | Valor | Encap. | Código | Qtd |
|--|------------------|--------------------|---------------|--------------------|------------|
| C1, C2, C3, C4, C5 | Capacitor | * | 1812 | SMD C1812 | 5 |
| C11, C12, C13, C14, C15 | Capacitor | * | 1812 | SMD C1812 | 5 |
| C16, C17, C18, C19, C20 | Capacitor | * | 1812 | SMD C1812 | 5 |
| C21, C22 | Capacitor | 1n/10V | 0402 | SMD C0402 | 2 |
| C23, C24, C28, C33, C35, C36, C44 | Capacitor | 100n/10V | 0402 | SMD C0402 | 7 |
| C25, C26, C27, C31, C34 | Capacitor | 10nF/10V | 0402 | SMD C0402 | 5 |
| C29, C30 | Capacitor | 4.7n/10V | 0402 | SMD C0402 | 2 |
| C32, C37, C38, C39, C40, C41, C42 | Capacitor | 2.2u/10V | 0402 | SMD C0402 | 7 |
| C43 | Capacitor | 1u/50V | 0805 | SMD C0805 | 1 |
| C45 | Capacitor | 47p/10V | 0402 | SMD C0402 | 1 |
| C46, C48 | Capacitor | 10u/10V | 0805 | SMD C0805 | 2 |
| C47 | Capacitor | 100n/10V | 0805 | SMD C0805 | 1 |
| C49 | Capacitor | 2.2u/10V | 0805 | SMD C0805 | 1 |
| C6, C7, C8, C9, C10 | Capacitor | * | 1812 | SMD C1812 | 5 |
| CN1, CN2, CN3, CN4, CN5, CN6, CN7, CN8 | Conector | Metz 360273 | 360273 | 360273 | 8 |
| CN9 | Conector | 20021321-00010C4LF | 5x2-1.27 | 20021321-00010C4LF | 1 |

Tabela 16 – Lista completa de componentes do protótipo desenvolvido.

(Continuação)

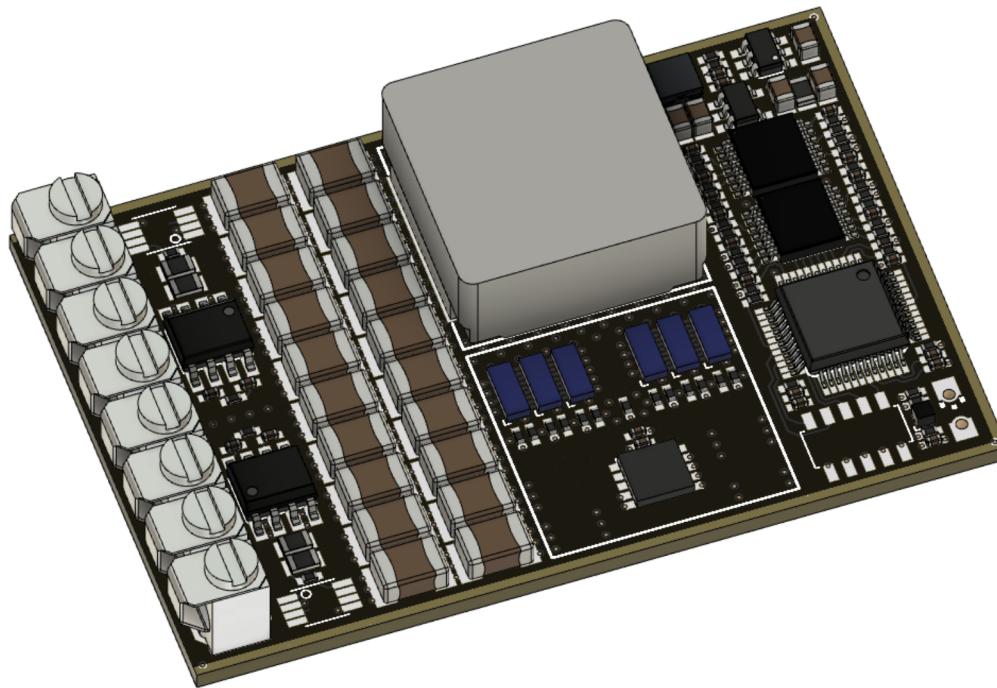
| | | | | | |
|---|--------------------|----------------|---------|--------------------|---|
| D1 | LED | UHD1110-FKA | 1010 | UHD1110 | 1 |
| FB1 | Ferrite | 220 | 0402 | SMD FB0402 | 1 |
| FB2 | Ferrite | 60 | 0402 | SMD FB0402 | 1 |
| FB3 | Ferrite | 600 | 0805 | SMD FB0402 | 1 |
| IC1, IC2 | Circuito integrado | DNP | MSOP8 | AD8218BRMZ | 2 |
| IC3, IC4 | Circuito integrado | ACS730-20AB | SO8 | ACS730KLCTR-20AB-T | 2 |
| IC5 | Circuito integrado | LM5113 | WSON10 | LM5113SD/NOPBCT-ND | 1 |
| IC6, IC7 | Circuito integrado | LMX324 | TSSOP14 | LMX324IPT | 2 |
| IC8 | Circuito integrado | AP63301 | SOT23-6 | AP63301WU-7 | 1 |
| IC9 | Circuito integrado | MIC5225-3.3 | SOT23-5 | MIC5225-3.3YM5-TR | 1 |
| L1 | Indutor | * | 17x17 | IHL6767 | 1 |
| L2 | Indutor | LQH3NPN101MGRL | 3X3 | LQH3NPN151MGRL | 1 |
| PD1 | Fotodiodo | SFH 229FA | 1206 | IN-S126BTNPD | 1 |
| R1 | Resistor | 49.9k | 0805 | SMD R0805 | 1 |
| R13, R14 | Resistor | 1 | 0402 | SMD R0402 | 2 |
| R15, R16 | Resistor | 0 | 0402 | SMD R0402 | 2 |
| R2, R5 | Resistor | 0 | 0805 | SMD R0805 | 2 |
| R21, R26, R39, R40, R43, R44, R45, R46 | Resistor | 2k2 | 0402 | SMD R0402 | 8 |
| R22, R33, R34, R37 | Resistor | 910 | 0402 | SMD R0402 | 4 |
| R23, R27, R31, R41, R42 | Resistor | 1k2 | 0402 | SMD R0402 | 5 |
| R24 | Resistor | 470 | 0402 | SMD R0402 | 1 |

Tabela 16 – Lista completa de componentes do protótipo desenvolvido.

| (Conclusão) | | | | | |
|--|------------------|----------------|--------|----------------|----|
| R25, R48 | Resistor | 8k2 | 0402 | SMD R0402 | 2 |
| R28 | Resistor | 4k7 | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R29 | Resistor | 11k | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R3 | Resistor | 3k9 | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R30, R36 | Resistor | 6k8 | 0402 | SMD R0402 | 2 |
| R32 | Resistor | 5k6 | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R35 | Resistor | 560k | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R38 | Resistor | 10k | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R4 | Resistor | 402k | 0805 | SMD R0805 | 1 |
| R47 | Resistor | 43k | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R6 | Resistor | 15k | 0402 | SMD R0402 | 1 |
| R7, R8, R9, R10, R11, R12, R17, R18, R19, R20 | Resistor | DNP | 0402 | SMD R0402 | 10 |
| RT1 | PTC | TMP6131DECR | 0402 | TMP6131DECR | 1 |
| S1, S3, S4, S6 | eGaN FET | DNP | LGA11 | EPC2001C | 4 |
| S2, S5 | eGaN FET | EPC2001C | LGA11 | EPC2001C | 2 |
| U1 | Microcontrolador | TMS320F28027PT | PQFP48 | TMS320F28027PT | 1 |

Fonte: Autor.

Figura 83 – Vista interativa em CAD da placa do protótipo desenvolvido.



Para visualizar a imagem interativa, ative a função no visualizador PDF ou use uma versão mais recente,
Recomendação: Foxit Reader versão 9,X+

Fonte: Autor.