



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Matheus Coelho Bion

**Projeto de um Sistema de Iluminação Autônomo Baseado em Energia Solar
Fotovoltaica para Regiões Remotas**

Florianópolis
2024

Matheus Coelho Bion

**Projeto de um Sistema de Iluminação Autônomo Baseado em Energia Solar
Fotovoltaica para Regiões Remotas**

Relatório final da disciplina DAS5511 (Projeto de Fim de Curso) como Trabalho de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Santa Catarina em Florianópolis.

Orientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Supervisor: Thiago Fonseca Rech, MSc. Eng.

Florianópolis
2024

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Bion, Matheus Coelho

Projeto de um sistema de iluminação autônomo baseado em energia solar fotovoltaica para regiões remotas / Matheus Coelho Bion ; orientador, Roberto Francisco Coelho, coorientador, Thiago Fonseca Rech, 2024.

84 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia de Controle e Automação. 2. Energia Solar Fotovoltaica . 3. Sistema de Iluminação Autônomo. 4. Técnicas de Controle . I. Coelho, Roberto Francisco. II. Rech, Thiago Fonseca. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia de Controle e Automação. IV. Título.

Matheus Coelho Bion

**Projeto de um Sistema de Iluminação Autônomo Baseado em Energia Solar
Fotovoltaica para Regiões Remotas**

Esta monografia foi julgada no contexto da disciplina DAS5511 (Projeto de Fim de Curso) e aprovada em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

Florianópolis, 22 de Junho de 2024.

Prof. Marcelo De Lellis Costa de Oliveira, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Orientador
UFSC/CTC/DAS

Thiago Fonseca Rech, MSc. Eng.
Supervisor
UFSC/CTC/DAS

Prof. Marcelo Menezes Morato, Dr.
Avaliador
UFSC/CTC/DAS

Prof. Hector Bessa Silveira, Dr.
Presidente da Banca
UFSC/CTC/DAS

Este trabalho é dedicado aos meus pais, que sempre acreditaram que eu alcançaria os meus sonhos.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço aos meus pais, Júlio e Raquel, e à minha irmã, Monique, por todo apoio, suporte e paciência que tiveram comigo nos últimos anos, principalmente em épocas de provas e trabalhos, que demandam muito do estudante de engenharia.

Aos meus colegas de graduação, agradeço por todo apoio e companheirismo nos últimos anos, sem eles não seria possível trilhar essa caminhada de maneira leve e constante. Obrigado por todos os momentos de distrações e brincadeiras que me proporcionaram.

Ao meu orientador, Roberto Coelho, e coorientador, Thiago Rech, sempre dispostos a me ajudar com o que foi necessário, agradeço todo o suporte e aprendizado que me passaram nesse último ano, todas as reuniões realizadas foram importantes para meu crescimento técnico e profissional.

Por fim, agradeço aos meus colegas de infância, que estiveram presente desde o primeiro dia de faculdade até os dias atuais, podendo acompanhar a minha evolução como pessoa e como profissional no ramo de engenharia, obrigado por trilharem comigo esse percurso desde o ensino médio.

"However bad life may seem, there is always something you can do, and succeed at."
(STEPHEN HAWKING, 2006)

DECLARAÇÃO DE PUBLICIDADE

Florianópolis, 23 de Junho de 2024.

Na condição de representante do Instituto de Eletrônica de Potência no qual o presente trabalho foi realizado, declaro não haver ressalvas quanto ao aspecto de sigilo ou propriedade intelectual sobre as informações contidas neste documento, que impeçam a sua publicação por parte da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) para acesso pelo público em geral, incluindo a sua disponibilização *online* no Repositório Institucional da Biblioteca Universitária da UFSC. Além disso, declaro ciência de que o autor, na condição de estudante da UFSC, é obrigado a depositar este documento, por se tratar de um Trabalho de Conclusão de Curso, no referido Repositório Institucional, em atendimento à Resolução Normativa n° 126/2019/CUn.

Por estar de acordo com esses termos, subscrevo-me abaixo.

Thiago Fonseca Rech
Instituto de Eletrônica de Potência

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo principal a implementação e avaliação de um sistema de iluminação autônomo baseado em energia solar fotovoltaica, destinado a regiões isoladas com acesso limitado à energia elétrica. O sistema se beneficia de um esquema de montagem composto por módulo solar, bateria, *light emitting diodes* (LEDs), técnicas de rastreamento de máxima potência (MPPT) e técnicas de controle de tensão e corrente em conversores CC-CC, buscando maximizar a eficiência na conversão da energia solar em eletricidade. Assim, durante o dia, a bateria é carregada pelo módulo fotovoltaico, e à noite, ela alimenta os LEDs, proporcionando iluminação adequada do ambiente que o sistema está instalado. O trabalho envolve o dimensionamento do módulo fotovoltaico, bateria e sistema de LEDs, além do dimensionamento dos conversores *buck* e *boost*. Dessa forma, são implementadas técnicas de MPPT e controle de corrente e tensão para o carregamento da bateria e alimentação dos LEDs, bem como a simulação desses processos. Os resultados das simulações demonstram a eficiência do sistema proposto, promovendo a melhoria da qualidade de vida em áreas remotas por meio do uso de fontes de energia renováveis.

Palavras-chave: Energia solar fotovoltaica. Regiões isoladas. Sistema de iluminação autônomo. Técnicas de MPPT. Conversores CC-CC. Controle de corrente e tensão.

ABSTRACT

This work's main objective is the implementation and evaluation of an autonomous lighting system based on photovoltaic solar energy, intended for isolated regions with limited access to electricity. The system benefits from an assembly scheme composed of a solar module, battery, light emitting diodes (LEDs), maximum power point tracking (MPPT) techniques, and voltage and current control techniques in DC-DC converters, seeking to maximize the efficiency in converting solar energy into electricity. Thus, during the day, the battery is charged by the photovoltaic module, and at night, it powers the LEDs, providing adequate lighting to the environment where the system is installed. The work involves sizing the photovoltaic module, battery, and LED system, as well as sizing the buck and boost converters according to the application. In this way, MPPT and current and voltage control techniques are implemented for battery charging and LED power supply, as well as the simulation of these processes. The simulation results demonstrate the efficiency of the proposed system, promoting the improvement of the quality of life in remote areas and the use of renewable energy sources.

Keywords: Photovoltaic solar energy. Isolated regions. Autonomous lighting system. MPPT techniques. DC-DC converters. Current and voltage control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos do sistema de potência.	17
Figura 2 – Esquemático de montagem proposto.	18
Figura 3 – Junção P-N da célula fotovoltaica.	20
Figura 4 – Circulação de corrente pela célula fotovoltaica.	21
Figura 5 – Circuito elétrico equivalente que representa uma célula fotovoltaica.	22
Figura 6 – Curva I-V célula fotovoltaica.	22
Figura 7 – (a) Curva de geração I-V com variação da temperatura. (b) Curva de geração I-V com variação da irradiância solar.	23
Figura 8 – Corrente em função da diferença de potencial aplicada em um módulo fotovoltaico em condições padrões de teste.	24
Figura 9 – Método razão cíclica fixa.	25
Figura 10 – (a) Curva da potência em função da tensão no módulo fotovoltaico, para pequeno passo de perturbação. (b) Curva de comportamento da tensão ao longo do tempo, para pequeno passo de perturbação.	26
Figura 11 – (a) Curva da potência em função da tensão no módulo fotovoltaico, para alto passo de perturbação. (b) Curva de comportamento da tensão ao longo do tempo, para alto passo de perturbação.	26
Figura 12 – Efeitos da variação de irradiação.	27
Figura 13 – Esquemático do método perturba e observa.	28
Figura 14 – Curva da potência e derivada da potência.	29
Figura 15 – Esquemático do método condutância incremental.	30
Figura 16 – Carga da bateria.	31
Figura 17 – Descarga da bateria.	31
Figura 18 – Modelo linear de uma bateria.	36
Figura 19 – Modelo linear considerando resistências de carga e descarga.	37
Figura 20 – Curva de carregamento para baterias de íons de lítio.	40
Figura 21 – Esquemático do conversor <i>boost</i>	41
Figura 22 – Primeira etapa de operação do <i>boost</i>	41
Figura 23 – Segunda etapa de operação do <i>boost</i>	42
Figura 24 – Formas de ondas do <i>boost</i>	42
Figura 25 – Esquemático do conversor <i>buck</i>	44
Figura 26 – Primeira etapa de operação do conversor <i>buck</i>	44
Figura 27 – Segunda etapa de operação do conversor <i>buck</i>	45
Figura 28 – Formas de ondas do conversor <i>buck</i>	46
Figura 29 – Formas de onda da corrente no indutor do conversor <i>buck</i>	47
Figura 30 – Formas de onda da corrente e tensão do capacitor do conversor <i>buck</i>	49
Figura 31 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.	50

Figura 32 – Modelo médio de grandes sinais do conversor <i>buck</i>	51
Figura 33 – Modelos médios do conversor: (a) Modelo linearizado no ponto de operação (b) Modelo linearizado de pequenos sinais.	52
Figura 34 – Modelo linearizado de pequenos sinais simplificado.	52
Figura 35 – Diagrama de blocos sem compensador.	54
Figura 36 – Diagrama do sistema blocos compensado.	54
Figura 37 – Conversor <i>buck</i> com aplicação de controle cascata.	56
Figura 38 – Diagrama de blocos do controle cascata.	56
Figura 39 – Configurações do módulo no <i>software</i> PSIM.	61
Figura 40 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC}$ da malha de corrente.	65
Figura 41 – Diagrama de Bode para $FTLA_C$ da malha de corrente.	66
Figura 42 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC}$ da malha de tensão.	67
Figura 43 – Diagrama de Bode para $FTLA_C$ da malha de tensão.	68
Figura 44 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC}$ da malha de tensão.	69
Figura 45 – Diagrama de Bode para $FTLA_C$ da malha de tensão.	70
Figura 46 – Esquemático do circuito de potência do conversor <i>boost</i> com MPPT - Estágio 1.	71
Figura 47 – Curva de potência para passo de 0,01.	72
Figura 48 – Curva de potência para passo de 0,5.	73
Figura 49 – Esquemático modelo médio - Estágio 2.	74
Figura 50 – Carregamento da bateria.	75
Figura 51 – Esquemático do circuito de alimentação dos LEDs - Estágio 3. . . .	76
Figura 52 – Tensão de alimentação dos LEDs.	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre as baterias de íon Lítio.	39
Tabela 2 – Parâmetros elétricos do LED adotado.	58
Tabela 3 – Especificações da bateria.	60
Tabela 4 – Especificações da célula e da bateria utilizada.	60
Tabela 5 – Especificações da placa fotovoltaica para 1000 W/m^2 e 25°C	61
Tabela 6 – Parâmetros do projeto do controlador de corrente.	66
Tabela 7 – Parâmetros do projeto do controlador de tensão.	68
Tabela 8 – Parâmetros do projeto do controlador de corrente.	70

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BMS	<i>Battery Management System</i>
DoD	<i>Depth of Discharge</i>
IRENA	<i>International Renewable Energy Agency</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
ODS	Objetivos de Desenvolvimento Sustentável
PMP	Ponto de Máxima Potência
SoC	<i>State of Charge</i>
SoH	<i>State of Health</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
TMS	<i>Thermal Management System</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA	16
1.2	DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO	16
1.3	OBJETIVOS	18
1.4	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO	19
2	REVISÃO TEÓRICA	20
2.1	GERADOR FOTOVOLTAICO	20
2.1.1	Modelagem do circuito solar fotovoltaico	21
2.2	TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	23
2.2.1	Método da Razão Cíclica Fixa	25
2.2.2	Método Perturba e Observa	25
2.2.3	Método da Condutância Incremental	28
2.3	BATERIAS	30
2.3.1	Funcionamento da célula eletroquímica	31
2.3.2	Classificação das células e baterias	32
2.3.3	Terminologia	33
2.3.4	Modelo de circuito equivalente da bateria	35
2.3.5	Baterias de íon de lítio	37
2.3.5.1	Características das baterias de íon de lítio	37
2.3.5.2	Método de carregamento das baterias de íons de lítio	39
2.4	CONVERSORES CC-CC	40
2.4.1	Estágio 1 - Conversor <i>boost</i> (Aplicação MPPT)	40
2.4.1.1	Etapas de operação do conversor <i>boost</i>	41
2.4.1.2	Equacionamento do conversor <i>boost</i>	43
2.4.2	Estágio 2 e 3 - Conversor <i>buck</i> (carregamento da bateria e alimentação dos LEDs)	44
2.4.2.1	Etapas de operação do conversor <i>buck</i>	44
2.4.2.2	Equacionamento do conversor <i>buck</i>	46
2.5	MODELO MÉDIO	49
2.5.1	Modelo médio de grandes sinais	50
2.5.2	Modelo médio de pequenos sinais	51
2.6	TÉCNICA DE CONTROLE	54
2.6.1	Projeto das malhas de corrente e tensão	57
3	DESENVOLVIMENTO	58
3.1	DIMENSIONAMENTO DO PAINEL DE LEDS	58
3.2	DIMENSIONAMENTO DA BATERIA	59
3.3	DIMENSIONAMENTO DO GERADOR FOTOVOLTAICO	60

3.4	EQUACIONAMENTO DOS CONVERSORES	61
3.4.1	Estágio 1 - Aplicação MPPT	61
3.4.2	Estágio 2 - Carregamento da bateria	62
3.4.3	Estágio 3 - Alimentação dos LEDs	63
3.5	PROJETO CONTROLADOR PI	64
3.5.1	Controle da malha de corrente para carregamento da bateria . .	64
3.5.2	Controle de malha de tensão para carregamento da bateria . . .	67
3.5.3	Controle de tensão para o carregamento dos LEDs	69
4	RESULTADOS	71
4.1	SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO 1 - APLICAÇÃO MPPT	71
4.2	SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO 2 - CARREGAMENTO DA BATERIA . .	74
4.3	SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO 3 - ALIMENTAÇÃO DOS LEDS	76
5	CONCLUSÃO	77
	REFERÊNCIAS	78
	APÊNDICE A – CÓDIGO MPPT E DO CONTROLE DA BATERIA E	
	DOS LEDS	81
A.1	CÓDIGO DO CONTROLADOR DE TENSÃO DA BATERIA	81
A.2	CÓDIGO DO CONTROLADOR DE CORRENTE DA BATERIA	81
A.3	CÓDIGO DO CONTROLADOR DE TENSÃO DOS LEDS	81
A.4	CÓDIGO DO PERTURBA E OBSERVA	82

1 INTRODUÇÃO

Dada a crescente preocupação global com as mudanças climáticas e a degradação ambiental, a exploração de fontes de energia renováveis tem se destacado como um caminho viável e necessário. Dessa maneira, o aproveitamento da energia gerada pelo sol é hoje uma das alternativas energéticas mais promissoras para prover a energia necessária ao desenvolvimento humano, devido à sua capacidade de conversão direta da radiação solar em eletricidade, caracterizando-se por uma fonte limpa e abundante. Segundo o relatório da *International Renewable Energy Agency* (IRENA), a implementação de sistemas fotovoltaicos em áreas remotas desempenha um papel relevante na redução da pobreza energética e no avanço do desenvolvimento sustentável. Este avanço tecnológico, além de proporcionar acesso direto à energia renovável, também está ligado aos Objetivos de Desenvolvimento Sustentável (ODS) das Nações Unidas, contribuindo para a redução das desigualdades socioeconômicas.

1.1 APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA

Hoje, muitas comunidades em áreas isoladas enfrentam desafios relacionados ao acesso a fonte de energia elétrica confiável e sustentável. Esses desafios são agravados em períodos noturnos, em que a falta de iluminação adequada afeta diretamente a segurança pública, a educação e a qualidade de vida das populações. A infraestrutura elétrica limitada, além da dependência de fontes de energia não renováveis, pode ser economicamente inviável e insustentável ao meio ambiente. Dessa maneira, torna-se necessário o desenvolvimento de soluções para contornar os desafios enfrentados nessas regiões.

Com isso, o problema principal da pesquisa pode ser descrito da seguinte maneira: como desenvolver e implementar soluções de energia renovável e sustentável que forneçam acesso à eletricidade em comunidades isoladas, em períodos noturnos, com o intuito de melhorar a segurança pública, a educação e, por consequência, a qualidade de vida dessas regiões, ao mesmo tempo em que se reduz a dependência de fontes de energia não renováveis, se promove a sustentabilidade ambiental e se utilizam técnicas que tornem o fornecimento de energia o mais eficiente possível.

1.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

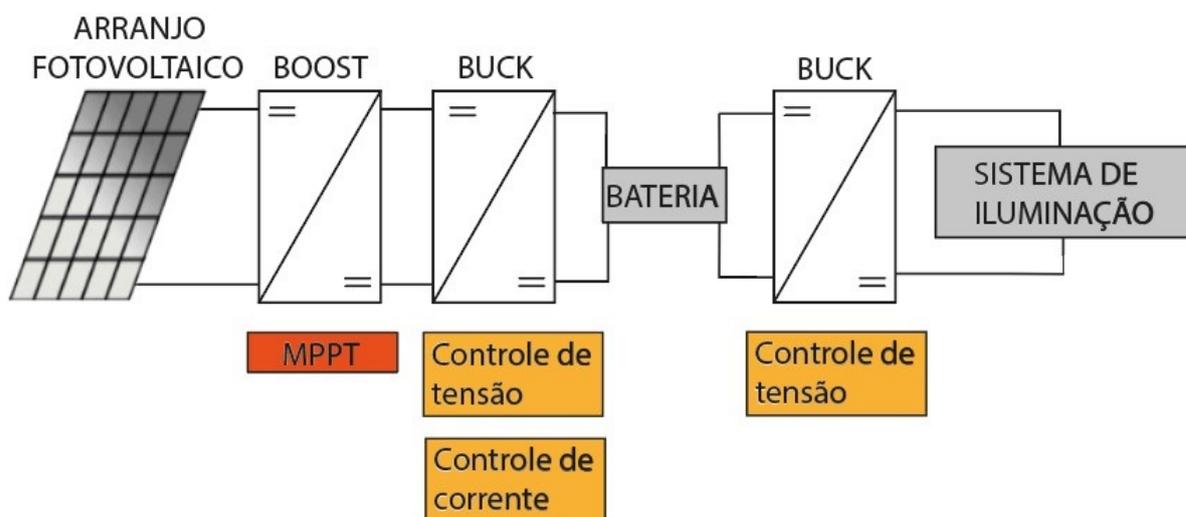
Utiliza-se um esquema composto por módulo solar fotovoltaico, conversores de potência *buck* e *boost*, banco de baterias de íons de lítio e banco de *Light Emitting Diode* (LED). Para funcionamento adequado do sistema, são aplicadas técnicas de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT) e técnicas de controle de tensão e corrente para carregamento e descarregamento da bateria e alimentação dos LEDs.

Por fim, por meio de simulações, deseja-se analisar o correto funcionamento da técnica MPPT, verificando se o ponto de máxima potência foi alcançado. Além disso, tem-se como objetivo encontrar e garantir que a curva de carregamento da bateria e alimentação dos LEDs estejam funcionando de maneira correta, avaliando se o controle de carga agiu de forma eficiente

O sistema é formado por um arranjo fotovoltaico, um conversor *boost*, e dois conversores do tipo *buck*. O diagrama de blocos do sistema de potência é apresentado na Figura 1. Durante o dia, a bateria será carregada, por meio do módulo fotovoltaico, já no período noturno, ela alimenta os LEDs, possibilitando a iluminação do ambiente. Além disso, conversores CC-CC são necessários para aplicação das técnicas citadas e interligação dos componentes. Mais especificamente, o conversor *boost* é utilizado para implementar a técnica de rastreamento do ponto de máxima potência. Já os outros dois conversores possuem aplicação de técnicas de controle de tensão e corrente para conseguir carregar de maneira eficiente a bateria, assim como realizar alimentação dos LEDs do sistema. A proposta do projeto é dada pelas Figuras 1 e 2.

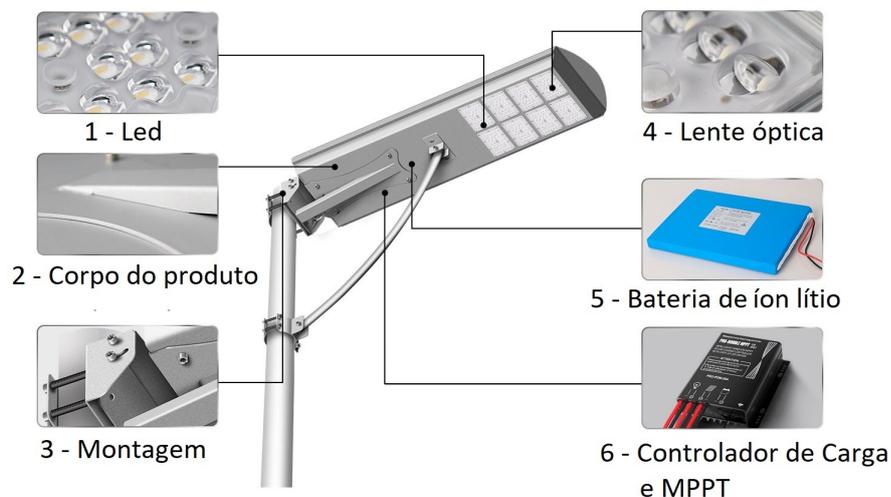
É importante destacar que a seleção de uma sistema com três estágios de processamento de energia é puramente didática e tem o intuito de facilitar o entendimento das funções de rastreamento do ponto de máxima potência (primeiro estágio), controlador de carga do banco de baterias (segundo estágio), e regulador de tensão (terceiro estágio). Em uma aplicação prática, contudo, pode-se cogitar integrar o primeiro e o segundo estágio em uma estrutura multifuncional.

Figura 1 – Diagrama de blocos do sistema de potência.



Fonte: autor (2024).

Figura 2 – Esquemático de montagem proposto.



Fonte: adaptado de Solar (2024).

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo geral implementar um sistema de iluminação autônomo em ambiente de simulação. O sistema é alimentado a partir de energia solar fotovoltaica, destinado a comunidades e regiões isoladas com difícil acesso à energia elétrica.

Os objetivos específicos do projeto em questão são os seguintes:

- Dimensionar os componentes necessários para o desenvolvimento, de acordo com a potência do sistema de iluminação;
- Implementar a técnica de MPPT, em ambiente de simulação, no conversor *boost*, para rastrear a máxima potência do módulo utilizado;
- Implementar o modelo médio e o controle de carga no primeiro conversor *buck*, em ambiente de simulação, para realizar a alimentação da bateria;
- Implementar o controle de carga no segundo conversor *buck*, em ambiente de simulação, para realizar uma correta alimentação dos LEDs;
- Simular o carregamento da bateria, a eficiência da técnica (MPPT) e a alimentação dos LEDs do sistema;

1.4 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

O trabalho está organizado em 4 capítulos. No capítulo 1, é apresentada uma contextualização do problema enfrentado, assim como os objetivos gerais e específicos para contornar e mitigar esse problema.

O capítulo 2 é referente às revisões teóricas necessárias para desenvolvimento do projeto, mais especificamente, essas revisões são direcionadas aos geradores fotovoltaicos, técnicas MPPT, baterias, conversores CC-CC, modelo médio e técnica de controle.

O capítulo 3 se refere ao dimensionamento dos componentes necessários à implementação da proposta, de acordo com a potência do sistema de iluminação, projeto dos conversores, escolha da bateria e do módulo fotovoltaico.

No capítulo 4 estão apresentados os resultados de simulação, ou seja, rastreamento de máxima potência, curva de carregamento da bateria e alimentação dos LEDs.

O capítulo 5 possui a conclusão do projeto realizado, avaliando os objetivos alcançados, assim como soluções para trabalhos futuros.

2 REVISÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta os estudos teóricos dos conceitos necessários para o desenvolvimento do projeto. Na seção 2.1, é apresentada uma revisão sobre os geradores fotovoltaicos, seu método de funcionamento e modelagem matemática. Na seção 2.2, há uma explicação sobre as técnicas de rastreamento de máxima potência (MPPT), assim como a apresentação de alguns métodos utilizados. Na seção 2.3, é possível encontrar o funcionamento químico das baterias, terminologias, modelos, métodos de carregamento e a apresentação da bateria de íon de lítio. Na seção 2.4, encontra-se o dimensionamento dos conversores de acordo com a necessidade do projeto. Por fim, na seção 2.5, é apresentado o estudo sobre o modelo médio dos conversores e, na seção 2.6, é demonstrada a técnica de controle realizada para os conversores.

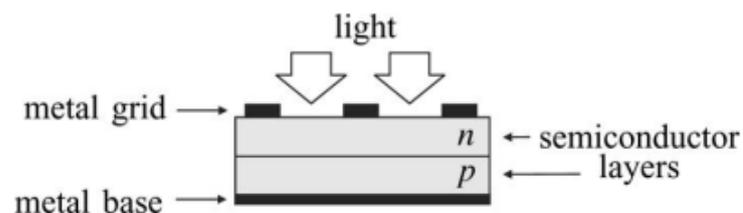
2.1 GERADOR FOTOVOLTAICO

As células fotovoltaicas, também conhecidas como células solares, são dispositivos eletrônicos que convertem a energia da luz solar diretamente em eletricidade por meio do efeito fotovoltaico. Essa tecnologia tem sido amplamente utilizada para gerar energia elétrica limpa e renovável.

A construção das células fotovoltaicas é feita a partir de materiais semicondutores, sendo os mais utilizados o silício (Si) e o germânio (Ge), devido ao alto nível de pureza e à estabilidade de suas estruturas atômicas. A partir da escolha do elemento que será utilizado, pode-se alterar suas propriedades elétricas para empregá-lo como dispositivos semicondutores.

Um célula fotovoltaica é basicamente um diodo semicondutor cuja junção p-n é exposta à luz. Como observado na Figura 3, os substratos tipo n e p representam o silício dopado (junção p-n). Além disso, há ligação de um contato metálico para conexão das cargas e circulação de corrente elétrica.

Figura 3 – Junção P-N da célula fotovoltaica.



Fonte: VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT FILHO (2009).

A luz transporta energia a partir de fótons (partículas de energia). Portanto, ao incidir sobre a célula fotovoltaica, os elétrons absorvem a energia dos fótons suficiente para vencer a barreira de depleção existente na junção p-n (esse fenômeno depende do material do semicondutor e do comprimento de onda da luz incidente). A partir disso, é possível conectar um circuito nas extremidades da junção, gerando corrente elétrica. Com o circuito aberto, aparecerá entre os terminais uma tensão de aproximadamente 0.6 V, chamada de tensão de circuito aberto. Para alcançar níveis maiores de tensão, um módulo fotovoltaico é formado por múltiplas células ligadas em série. Em suma, o fenômeno fotovoltaico pode ser descrito como a absorção da radiação solar, a geração e o transporte de cargas livres à junção p-n, assim como a coleta dessas cargas elétricas nos terminais do dispositivo fotovoltaico.

A taxa de geração dos portadores de carga está diretamente dependente do fluxo de luz incidente e da capacidade de absorção do material escolhido para dopagem. Essa capacidade de absorção depende da largura de banda do semicondutor, da concentração de portadores e, principalmente, da temperatura, dentre outros fatores.

2.1.1 Modelagem do circuito solar fotovoltaico

De acordo com o que foi mostrado anteriormente, assim que há exposição de uma célula fotovoltaica à irradiação solar, há geração de uma corrente, conforme o modelo representado na Figura 4.

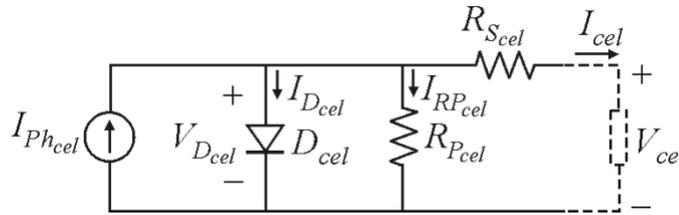
Figura 4 – Circulação de corrente pela célula fotovoltaica.



Fonte: MARTINS, COELHO e SANTOS (2011).

Do ponto de vista elétrico, uma célula fotovoltaica pode ser representada pelo modelo de diodo único (VILLALVA; GAZOLI; RUPPERT FILHO, 2009), ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Circuito elétrico equivalente que representa uma célula fotovoltaica.



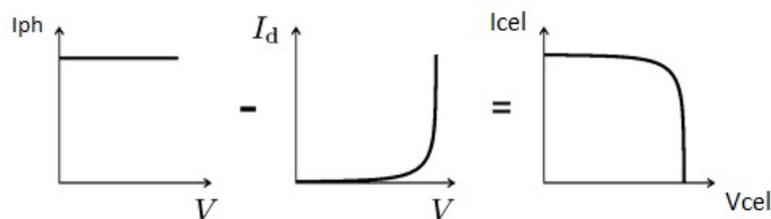
Fonte: MARTINS, COELHO e SANTOS (2011).

A seguir, apresenta-se uma lista com os parâmetros do circuito ilustrado anteriormente:

1. $I_{Ph_{cel}}$: corrente fotogerada, representada pela fonte de corrente constante;
2. D_{cel} : modelagem da junção p-n do circuito elétrico;
3. I_{cel} e V_{cel} : corrente e tensão de saída da célula fotovoltaica, respectivamente;
4. $I_{D_{cel}}$ e $V_{D_{cel}}$: corrente e tensão aplicada ao diodo D_{cel} , respectivamente;
5. $R_{S_{cel}}$: resistência paralela que representa perdas internas ou por corrente de fuga;
6. $R_{P_{cel}}$: resistência série que representa as perdas internas devido às quedas de tensão nos contatos metálicos;

Realizando a análise das grandezas envolvidas no modelo de um diodo, é possível obter a curva I-V de uma célula fotovoltaica, conforme ilustrada a seguir.

Figura 6 – Curva I-V célula fotovoltaica.



Fonte: VILLALVA, GAZOLI e RUPPERT FILHO (2009).

A equação que rege a corrente de uma célula fotovoltaica é dada por:

$$I = I_{pv,cell} - I_d, \tag{1}$$

$$I = I_{pv,cell} - I_{o,cell} \left[\exp \left(\frac{qV}{akT} \right) - 1 \right]. \quad (2)$$

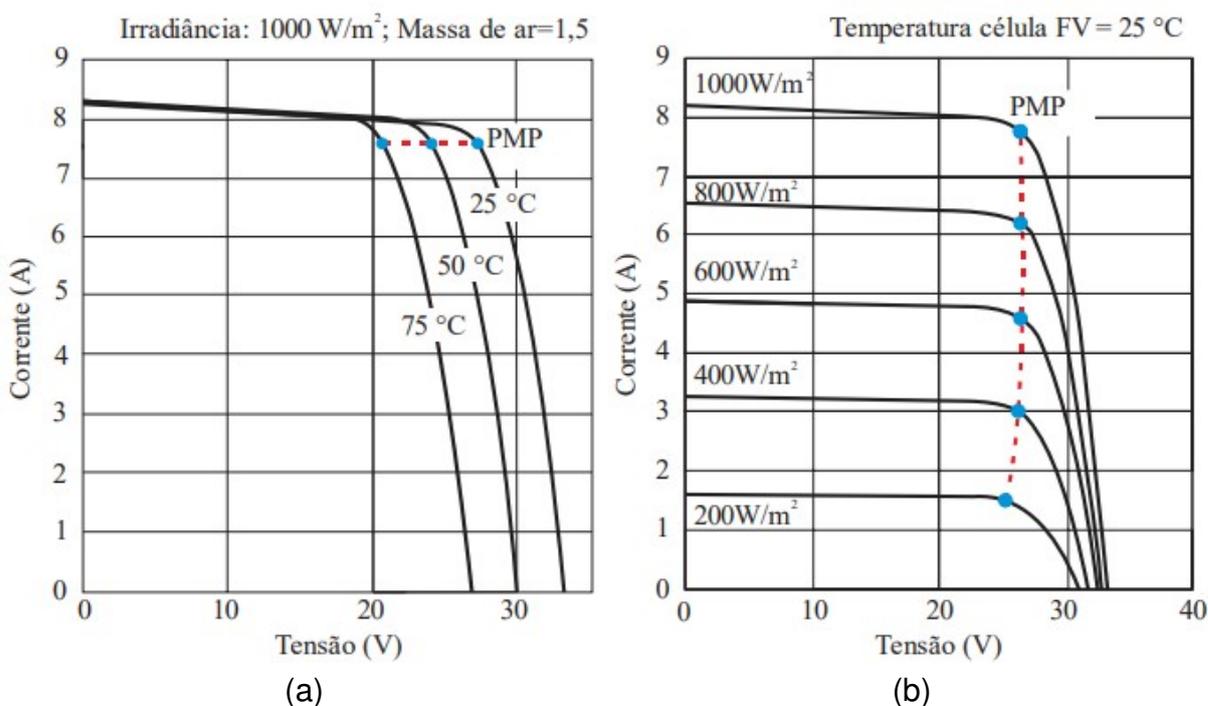
sendo que $I_{pv,cell}$ é a corrente gerada pela luz incidente, I_d é a equação do diodo de Shockley, $I_{o,cell}$ é a corrente de saturação reversa ou corrente de fuga do diodo, q é a carga do elétron, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura da junção p-n, e a é a constante de idealidade do diodo.

2.2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Os módulos fotovoltaicos apresentam curvas de geração I-V, que podem ser analisadas para diferentes valores de temperatura e irradiância solar, assim, para cada valor que se encontra esses parâmetros, haverá uma curva de geração distinta. Em cada curva de geração é possível encontrar o ponto na qual a potência produzida pelo módulo fotovoltaico é máxima. Esse ponto é chamado de Ponto de Máxima Potência (PMP), em inglês *Maximum Power Point* (MPP).

Abaixo são demonstradas as curvas típicas de um módulo fotovoltaico, assim como a localização do ponto de máxima potência, de acordo com a variação dos parâmetros:

Figura 7 – (a) Curva de geração I-V com variação da temperatura. (b) Curva de geração I-V com variação da irradiância solar.



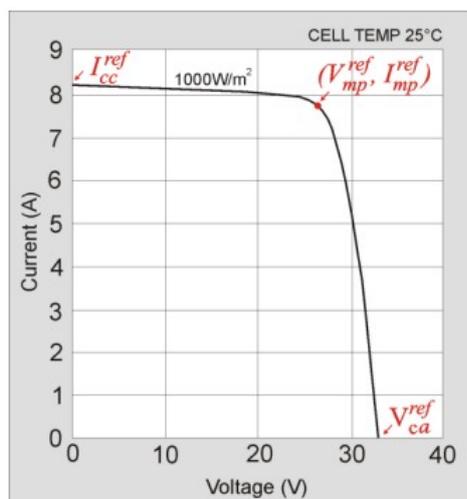
Fonte: ROCHA *et al.* (2019).

Com o aumento da temperatura, a energia necessária para o elétron saltar para a banda de condução será menor, acarretando uma diminuição na tensão de saída

do módulo fotovoltaico. Já com o aumento da irradiância, há um aumento no número de fótons, proporcionando um número maior de elétrons livres, fazendo com que a corrente de saída do módulo seja maior.

Existem alguns pontos da curva que são fornecidos pelo *datasheet* dos fabricantes e são extraídos nas condições padrões de teste em inglês, *Standard Test Conditions* (STC), tal qual a figura abaixo:

Figura 8 – Corrente em função da diferença de potencial aplicada em um módulo fotovoltaico em condições padrões de teste.



Fonte: MARTINS, COELHO e SANTOS (2011).

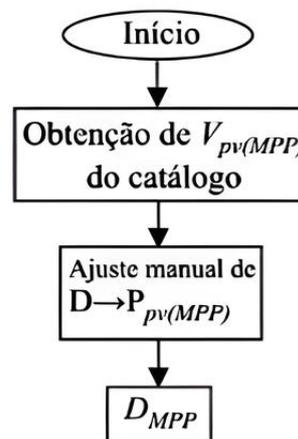
O ponto I_{cc}^{ref} está relacionado à corrente de curto circuito, que é obtida quando há ligação direta entre os terminais do módulo. Neste ponto de operação há tensão nula. Já V_{ca}^{ref} é a tensão de circuito aberto, sendo a tensão que aparece entre os terminais quando estão abertos. Neste ponto a corrente de saída é nula. Tem-se que o par $(V_{mp}^{ref}, I_{mp}^{ref})$ representa o ponto de máxima potência do sistema P_{mp}^{ref} .

Dessa forma, o ponto desejado de operação é aquele que extrai a máxima potência do módulo fotovoltaico. Porém, com a tensão e corrente variando devido à variação de temperatura e irradiância solar, torna-se difícil assegurar operação nesse ponto. Assim, é necessário algum método para contornar essa situação. É nesse contexto que entram os algoritmos de rastreamento de máxima potência, responsáveis por manter o funcionamento do módulo em algum ponto específico da curva I-V, a partir das variações de temperatura e irradiância. Abaixo serão demonstrados alguns dos métodos utilizados.

2.2.1 Método da Razão Cíclica Fixa

Esse método trabalha em malha aberta, ou seja, não há realimentação do sistema. Assim, a razão cíclica do conversor não é ajustada para rastrear o ponto de máxima potência quando há variação das condições ambientais ao longo do dia. Devido a isso, trata-se de um método simples de ser aplicado. O funcionamento está baseado em um pré-ajuste da razão cíclica do conversor, uma única vez, considerando as condições de máxima potência do catálogo do módulo fotovoltaico. Na prática, sempre que as condições de irradiância e de temperatura se afastarem daquelas utilizadas no ajuste, o ponto de operação também afastará do MPP.

Figura 9 – Método razão cíclica fixa.



Fonte: MARTINS, COELHO e SANTOS (2011).

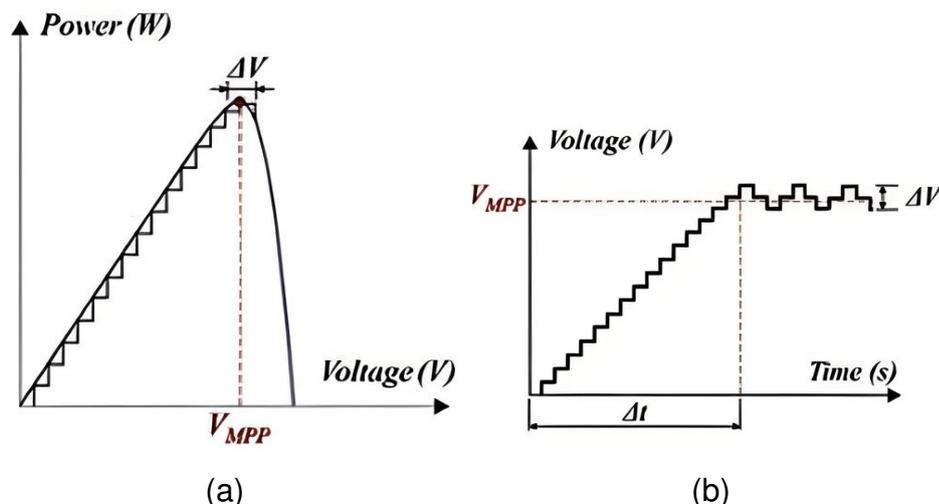
Devido ao fato de ser uma sistema sem realimentação e bastante simples, há algumas limitações que acabam inviabilizando a utilização deste método. Essas limitações estão de acordo com variações ambientais, envelhecimento do módulo, mudança na carga de saída, dentre outros fatores.

2.2.2 Método Perturba e Observa

Esse é um método mais moderno em relação ao apresentado anteriormente, uma vez que a busca pelo ponto de máxima potência independente das condições ambientais. Além disso, o método requer utilização de sensores de corrente e tensão. Por meio da perturbação e observação do sistema, o método é capaz de identificar se o ponto de operação está convergindo para o MPP. O primeiro passo ocorre quando é realizado o cálculo de potência de saída fornecida $P_{n-1} = I_{n-1} V_{n-1}$, a partir disso é feita uma perturbação por meio da variação de trabalho ΔD do conversor. Dessa maneira, após a perturbação, é necessária outra análise da potência instatânea $P_n = I_n V_n$.

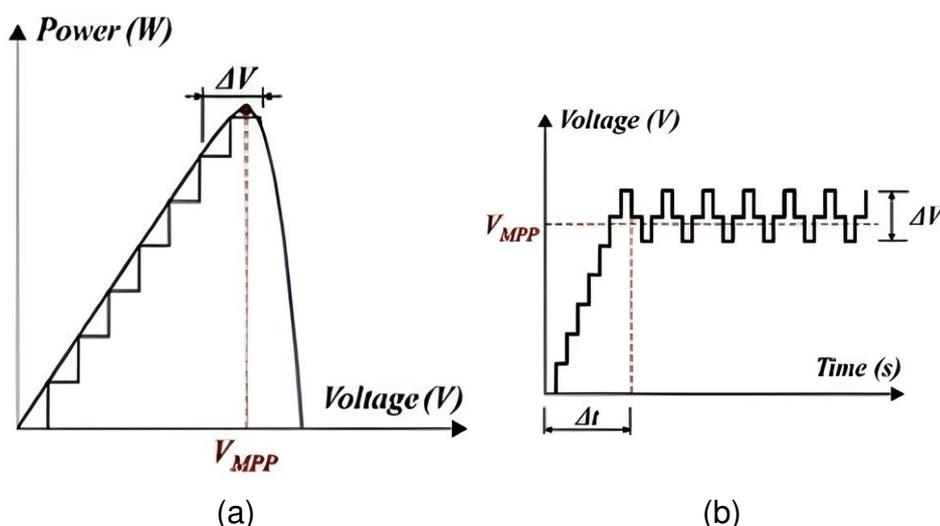
Caso $P_n > P_{n-1}$, a direção da perturbação no ciclo de trabalho do conversor deve ser mantida, porém, se $P_n < P_{n-1}$, então a direção da perturbação deve mudar. O método pode ser realizado de duas maneiras, com um passo alto ou baixo no ciclo de trabalho, cada um com suas especificidades, conforme ilustrado nas figuras a seguir.

Figura 10 – (a) Curva da potência em função da tensão no módulo fotovoltaico, para pequeno passo de perturbação. (b) Curva de comportamento da tensão ao longo do tempo, para pequeno passo de perturbação.



Fonte: COELHO, CONCER e MARTINS (2010).

Figura 11 – (a) Curva da potência em função da tensão no módulo fotovoltaico, para alto passo de perturbação. (b) Curva de comportamento da tensão ao longo do tempo, para alto passo de perturbação.



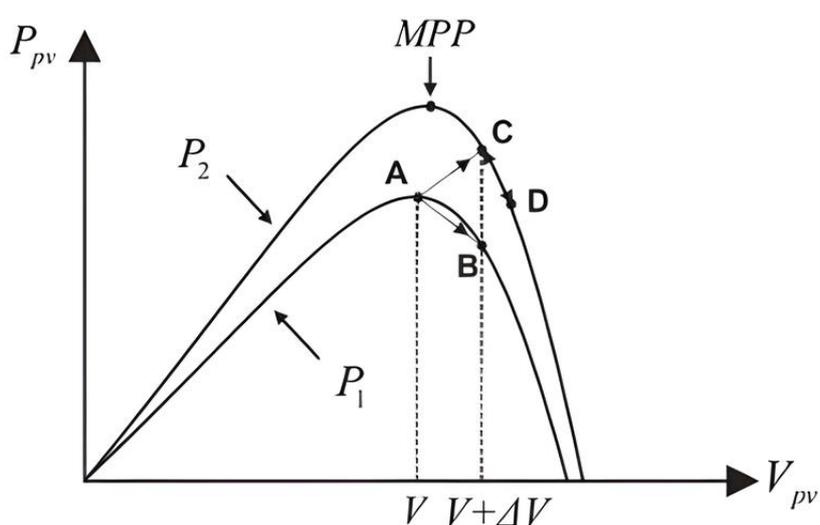
Fonte: COELHO, CONCER e MARTINS (2010).

De acordo com a Figura 11, percebe-se que ao utilizar um passo maior no ciclo de trabalho, é possível alcançar com mais agilidade o ponto de máxima potência,

resultando em uma convergência mais rápida do sistema. No entanto, é importante observar que haverá uma maior oscilação em torno desse ponto. Em relação à Figura 10, é possível analisar que a convergência para o ponto de máxima potência é feita de maneira mais lenta, isso devido ao uso de um passo de incremento menor na perturbação, porém, nota-se que há uma menor oscilação em torno do regime permanente. Neste trabalho, os estudos serão realizados com base em passos fixos, porém, há estudos que utilizam passos variáveis como meio de contornar os problemas citados.

Um dos principais problemas está ligado às variações rápidas de irradiação solar, como é possível observar na Figura 12.

Figura 12 – Efeitos da variação de irradiação.

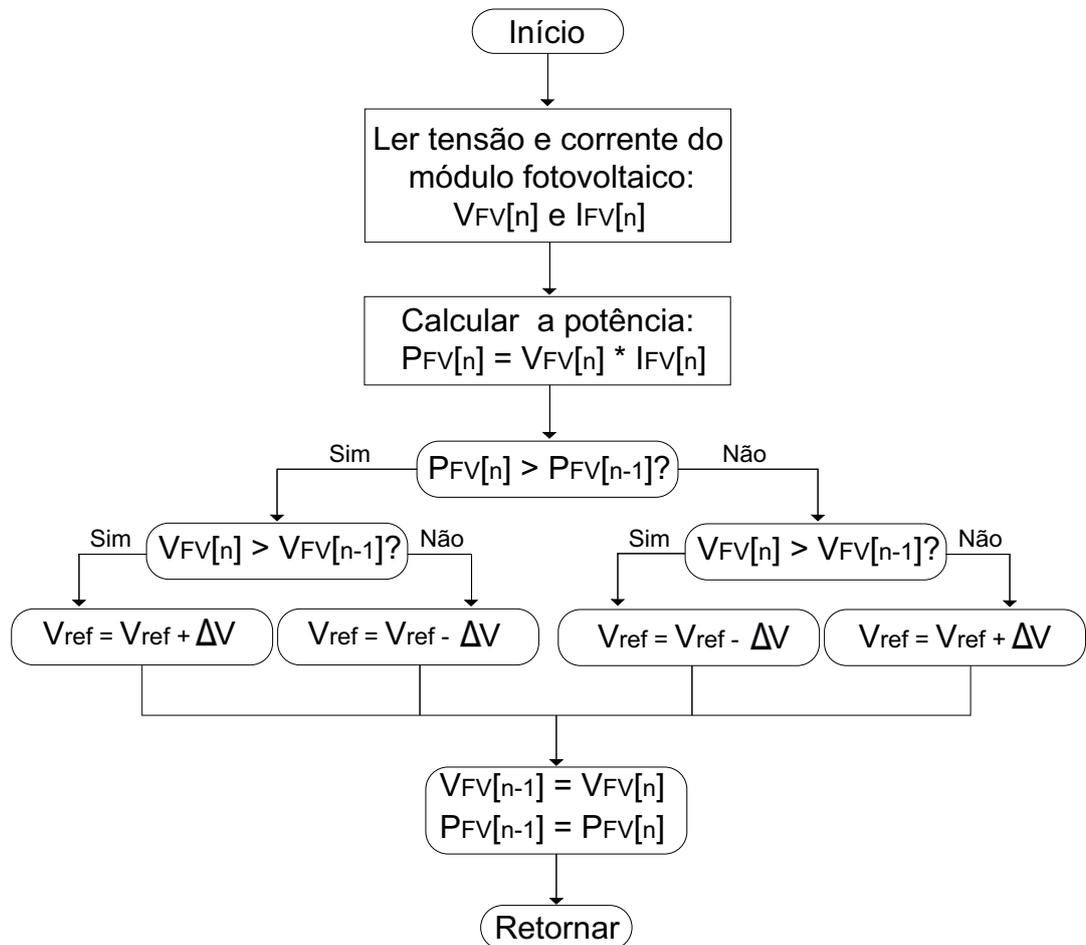


Fonte: MARTINS, COELHO e SANTOS (2011).

Caso não ocorra mudança nas condições climática, o deslocamento do sistema, mais especificamente, a perturbação ΔV , ocorrerá de forma que haja o deslocamento do ponto A) para B), dessa maneira, a próxima iteração vai acontecer com a perturbação no sentido oposto, saindo do ponto B) para o A). Aumentando rapidamente a radiação solar, poderá haver o deslocamento do ponto A) da curva P_1 para o ponto C) em P_2 . Dessa maneira, tem-se uma leitura de $P_n > P_{n-1}$, então haverá o incremento da perturbação no sentido oposto ao ponto de máxima potência, ou seja, o deslocamento se dará sentido ponto D) e, retornando ao ponto C) novamente na próxima iteração.

O esquemático de funcionamento do método em questão é dado de acordo com a Figura 13.

Figura 13 – Esquemático do método perturba e observa.



Fonte: autor (2024).

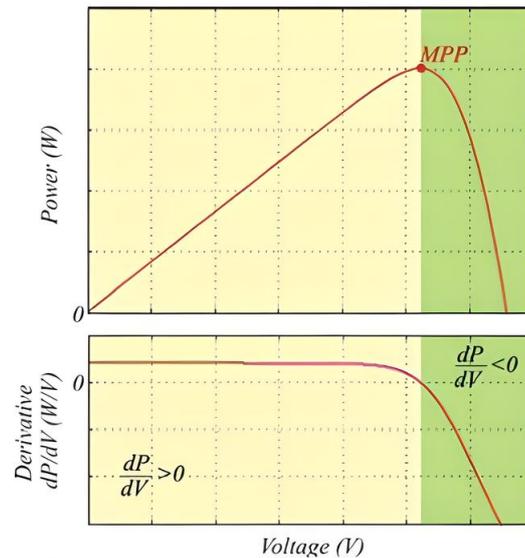
2.2.3 Método da Condutância Incremental

O método da condutância incremental é um dos mais eficientes em relação ao rastreamento do ponto de máxima potência, uma vez que possui um rastreamento com alta precisão, ou seja, com baixas oscilações no regime permanente, além de uma alta velocidade. O método é baseado na medição da corrente e tensão de saída do módulo para realizar o cálculo da derivada da potência em relação à tensão ($\frac{dP}{dV}$).

A partir da Figura 14, observa-se que há três possibilidades para a derivada $\frac{dP}{dV}$, são elas:

1. $\frac{dP}{dV} = 0$, no ponto de máxima potência;
2. $\frac{dP}{dV} > 0$, a esquerda do ponto de máxima potência;
3. $\frac{dP}{dV} < 0$, a direita do ponto de máxima potência;

Figura 14 – Curva da potência e derivada da potência.



Fonte: COELHO, CONCER e MARTINS (2010).

Com isso, o cálculo para derivada trabalhada é obtido pela seguinte equação:

$$P = VI, \quad (3)$$

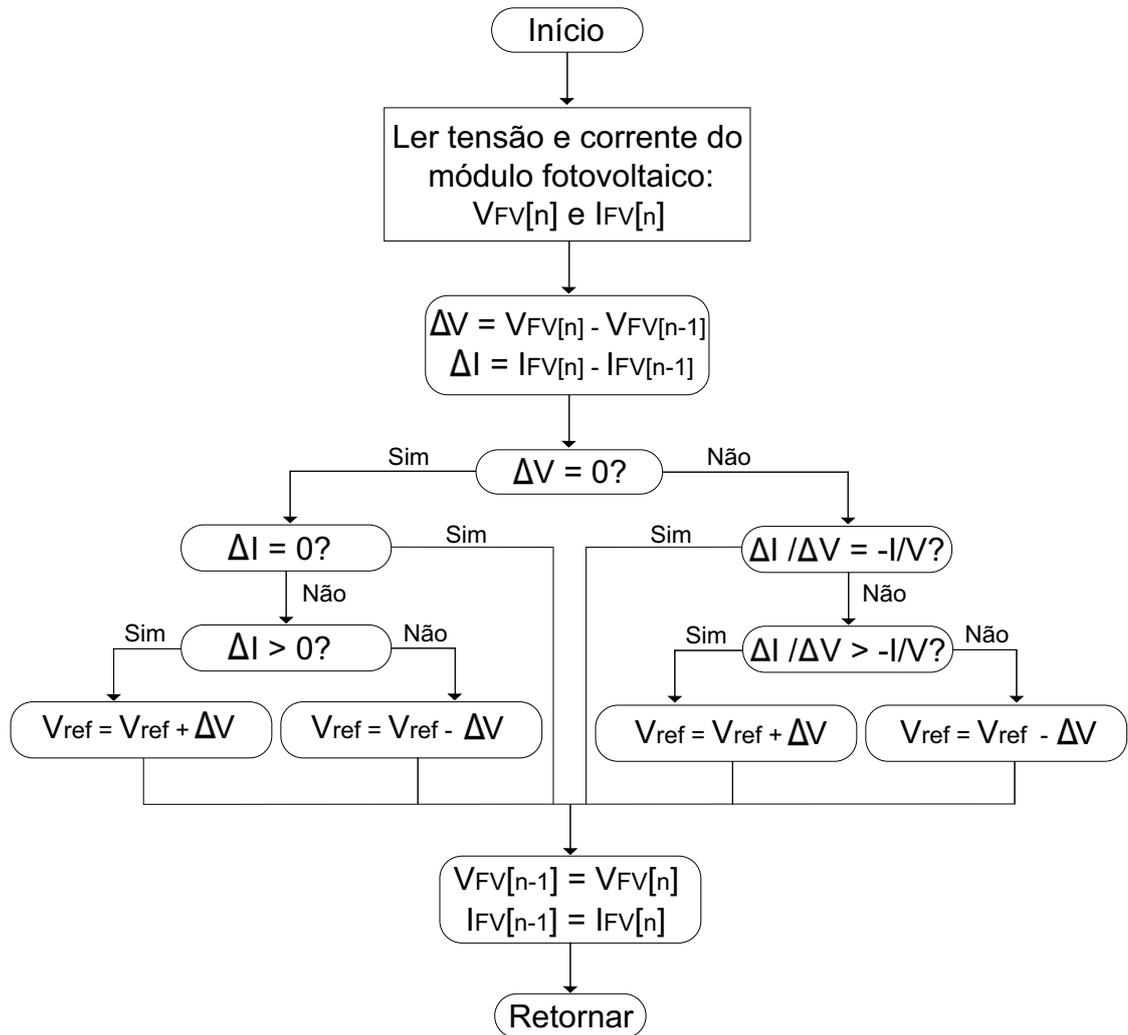
$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V}. \quad (4)$$

Dessa maneira, como já citado, tem-se o ponto de máxima potência em $\frac{dP}{dV} = 0$, então, a equação (3) pode ser dada pelos seguintes estados:

1. $\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}$, no ponto de máxima potência;
2. $\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}$, na esquerda do ponto de máxima potência;
3. $\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}$, na direita do ponto de máxima potência;

O esquemático da condutância incremental é dado pela Figura 15.

Figura 15 – Esquemático do método condutância incremental.



Fonte: autor (2024).

Dessa maneira, o algoritmo da condutância incremental acaba sendo mais eficiente do que o perturba e observa, uma vez que ele possui cálculos mais precisos para o rastreamento do ponto de máxima potência.

2.3 BATERIAS

Em sistemas de energia fotovoltaicos, as baterias desempenham um papel importante, armazenando energia para alimentar as cargas durante os períodos em que a produção de energia é insuficiente ou inexistente. Isso é particularmente útil em dias chuvosos, nublados, ou durante a noite, quando a captação de luz solar está limitada. Essas baterias garantem a continuidade do fornecimento de energia, mantendo os dispositivos funcionando sem interrupções, mesmo quando as condições climáticas não são ideais para a geração de energia solar. Dessa maneira, durante o

dia ocorre a geração de energia elétrica, que será armazenada e liberada no período noturno pelas baterias.

2.3.1 Funcionamento da célula eletroquímica

As baterias são dispositivos capazes de armazenar energia. Sua construção envolve a combinação de uma ou mais células eletroquímicas conectadas em série. Essas células são responsáveis por armazenar energia química, que posteriormente é convertida em energia elétrica por meio de reações eletroquímicas. Essa energia elétrica pode, então, ser fornecida a um circuito externo. O funcionamento das baterias é baseado em reações de oxidação e redução, em que a oxidação envolve a liberação de elétrons e a redução consome elétrons. A energia mencionada pode ser armazenada ou fornecida por meio das mudanças no circuito externo. Abaixo, há um esquema que ilustra uma bateria, com função em modo de carga e descarga, e seus principais componentes.

Figura 16 – Carga da bateria.

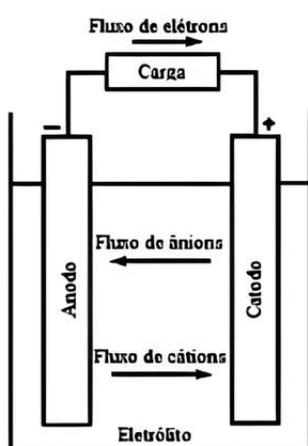
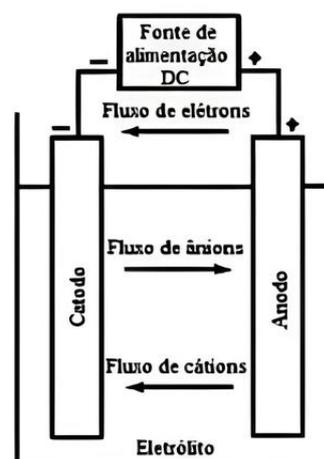


Figura 17 – Descarga da bateria.



Fonte: LINDEN e REDDY (2001).

As baterias são compostas pelos seguintes componentes:

1. **Eletrodos:** eletrodos são componentes chaves em uma célula ou bateria eletroquímica, onde ocorrem as principais reações que governam o funcionamento da bateria, ou seja, as reações de oxidação e redução, gerando corrente elétrica através do circuito externo. Os principais eletrodos são:
 - a) **Ânodo:** o ânodo ou eletrodo negativo é onde ocorre a reação de oxidação no sistema. Neste processo, elétrons são liberados a partir do ânodo e fluem através do circuito externo, gerando assim uma corrente elétrica. Durante essa reação, geralmente ocorre a geração de íons positivos.

- b) **Cátodo:** o cátodo ou eletrodo positivo é onde ocorre a reação de redução no sistema. Nesta etapa, elétrons são consumidos pelo cátodo enquanto íons são reduzidos, frequentemente combinando-se com elétrons para formar produtos químicos mais estáveis. Como resultado desse processo, geralmente ocorre a geração de íons positivos.

O processo do cátodo e do ânodo citado é referente à descarga da bateria. Durante a carga, em células recarregáveis, o terminal positivo torna-se o ânodo, enquanto o terminal negativo torna-se o cátodo. Isso ocorre porque a carga está revertendo o processo químico que ocorreu durante a descarga, permitindo que a energia seja armazenada novamente na bateria, a partir de uma fonte de alimentação externa que injeta cargas na bateria com uma tensão definida.

Geralmente, o ânodo é feito de um metal base, enquanto o cátodo é formado de um óxido metálico. Porém, a escolha do material do ânodo depende do tipo de bateria e da química específica utilizada na bateria.

2. **Eletrólito:** um eletrólito é uma substância que permite a transferência de carga, como íons, entre o ânodo e o cátodo em uma célula. Eletrólitos são frequentemente líquidos, como água, ou outros solventes que contêm sais dissolvidos, ácidos ou bases, para possibilitar a condutividade iônica. Por exemplo, soluções salinas, ácidos e bases são exemplos comuns de eletrólitos. A condutividade iônica é essencial em sistemas eletroquímicos, como baterias, células eletroquímicas e eletrólise, pois permite a movimentação de íons através do eletrólito, para que os processos eletroquímicos ocorram.
3. **Separador:** o separador é uma barreira física, geralmente composto por um filme microporoso de fibra ou polímero, que mantém o ânodo e o cátodo separados, evitando o contato direto entre eles. Este componente permite o fluxo livre de íons através dele, porém não o de elétrons.

2.3.2 Classificação das células e baterias

É possível encontrar dois tipos de baterias de acordo com sua capacidade de recarga, são elas:

1. **Baterias Primárias:** as baterias primárias são projetadas para descarga única e não podem ser recarregadas. Após seu esgotamento, elas precisam ser descartadas. São uma fonte de energia econômica e são encontradas em uma variedade de dispositivos, como brinquedos e controles remotos.

As duas baterias primárias mais comuns no mercado nacional são:

- a) **Zinco-Carbono:** são bem conhecidas há mais de 100 anos e permanecem entre os sistemas mais utilizados no mundo. Essas baterias são econômicas e geralmente usadas em dispositivos de baixo consumo de energia.
 - b) **Alcalina:** as baterias alcalinas são uma versão aprimorada da bateria de zinco-carbono, fornecendo mais energia com correntes de carga maiores em relação a esta, assim, são adequadas para componentes que consomem mais energia. Além disso, para descargas de baixa corrente, a bateria de Zinco-Carbono tem duração de 40% do tempo de duração da bateria alcalina. Já para descargas de maior corrente, a bateria de Zinco-Carbono tem duração de 20% da duração de uma bateria alcalina.
2. **Baterias Secundárias:** as baterias secundárias são recarregáveis, com passagem de corrente no sentido contrário à corrente de descarga, e podem ser usadas repetidamente. Elas são uma opção mais sustentável, pois reduzem a necessidade de descarte frequente de baterias.

Os tipos mais comuns de baterias secundárias incluem:

- a) **Níquel-Cádmio (NiCd):** embora sejam baterias recarregáveis e de baixo custo, a desvantagem está no fato de que ela causa danos ao meio ambiente se descartada de maneira incorreta.
- b) **Níquel-Hidreto Metálico (NiMH):** oferecem um menor número de ciclos do que as baterias de Níquel-Cádmio e devem ser utilizadas para exigência de correntes maiores do que as baterias NiCd.
- c) **Lítio-Íon:** as baterias de íon de lítio devem ser utilizadas quando há uma exigência de alta corrente. A desvantagem está no fato de ser necessário utilizar circuitos de carga e descarga.
- d) **Chumbo-Ácido:** essas baterias são maiores e são usadas em aplicações que necessitam de uma grande quantidade de energia a um baixo custo. Cerca de 90% dos veículos automotivos ainda utilizam baterias de chumbo-ácido.

2.3.3 Terminologia

- 1. **Módulo:** uma célula é uma bateria completa com dois terminais de corrente e um compartimento para separar os eletrodos, separador e eletrólitos. Dessa maneira, o módulo é o conjunto de células conectadas fisicamente.
- 2. **Pack:** é composto por módulos agrupados em um único recipiente, onde ocorre o gerenciamento térmico.

3. **Sistema de gerenciamento Térmico (*Thermal Management System (TMS)*):** o sistema de gerenciamento térmico é projetado para realizar a proteção do conjunto de baterias (*pack*) contra superaquecimento. Esse sistema pode ser feito a partir de resfriamento por ar, como exemplo em baterias NiMH, porém, é possível encontrar resfriamento por líquido também, como é o caso do sistema de resfriamento em veículos modernos.
4. **Sistema de gerenciamento da bateria (*Battery Management System (BMS)*):** é um dispositivo que utiliza de sensores para realizar o monitoramento de determinados parâmetros da bateria. Sua função é fazer com que a bateria trabalhe em uma zona de segurança.
5. **Capacidade da bateria:** a capacidade da bateria é uma grandeza referente à quantidade de corrente elétrica que é possível extrair da bateria em um dado intervalo de tempo, sem deixá-la inutilizável. A unidade de medida utilizada para medição da capacidade é ampère-hora (Ah) ou também miliampère-hora (mAh). Por exemplo, uma bateria de 1.400 mAh pode realizar a alimentação de uma carga de 70mA durante 20 h (70 mA x 20 horas = 1.400 mAh). Dessa forma, no descarregamento de uma bateria a uma corrente constante I , a capacidade C é calculada por meio da seguinte equação:

$$C = I \cdot \Delta t. \quad (5)$$

6. **Estado de carga (*State of Charge (SoC)*):** o Estado de Carga (SoC) é definido pela equação (6) e representa a porcentagem da capacidade restante das baterias em relação à sua capacidade nominal. Este é um parâmetro crítico no gerenciamento das baterias. Medir o SoC é um desafio considerável, uma vez que é influenciado pelas condições de operação, como corrente de carga e temperatura, no entanto, é possível estimá-lo adequadamente.

$$\text{SoC} = \frac{\text{Capacidade Remanescente}}{\text{Capacidade Total}} \cdot 100\% \quad (6)$$

7. **Profundidade de descarga (*Depth of Discharge (DoD)*):** indica o quanto a bateria já foi descarregada. A equação que relaciona a profundidade de carga é dada por:

$$\text{DoD} = 1 - \text{SoC}. \quad (7)$$

8. **Número de ciclos:** representa a quantidade de ciclos que a bateria pode ter de carga e descarga em uma DoD específica (normalmente 80%), antes de deixar de atender os critérios de desempenho desejados. A vida útil real da

bateria é afetada pelas taxas de carga e descarga, DoD e outras condições, como temperatura. Além disso, para alcançar um maior ciclo de vida, a bateria pode ser utilizada com uma DoD mais baixa durante operações normais.

9. **Energia específica:** utilizada para definir o quanto uma bateria pode armazenar de energia por unidade de massa (Wh/kg), dado por:

$$\text{Energia Específica} = \frac{\text{Capacidade Nominal em Wh}}{\text{Massa da Bateria em Kg}}. \quad (8)$$

A capacidade nominal é a capacidade de energia que uma bateria é projetada para armazenar e entregar sob condições específicas estabelecidas pelo fabricante.

10. **Resistência interna:** representa a resistência equivalente da bateria, sendo diferente no processo de carga e descarga e podendo variar ao passo que as condições de operação se alteram.
11. **Tensão de corte:** definida pela tensão mínima permitida pelo fabricante da bateria. Pode-se interpretar a tensão de corte como indicativo que a bateria se encontra quando está praticamente descarregada.
12. **Estado de saúde (*State of Health (SoH)*):** refere-se à sua capacidade de reter carga em comparação com quando era nova, ou seja, indica a degradação do desempenho da bateria. O estado de saúde é dado pela razão entre a máxima capacidade de carga de uma bateria usada e uma nova:

$$\text{SoH} = \frac{\text{Capacidade de carga da bateria usada}}{\text{Capacidade de carga da bateria nova}}. \quad (9)$$

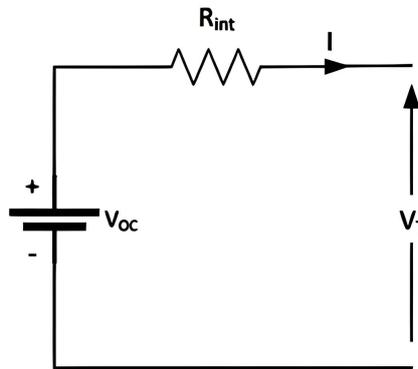
2.3.4 Modelo de circuito equivalente da bateria

Os modelos de circuitos equivalente são capazes de descrever a relação entre os elementos que compõem a bateria. Alguns modelos citados na literatura são:

1. Modelo R_{in} ou linear;
2. Modelo RC;
3. Modelo de Thevenin;
4. Modelo PNGV;

O modelo que será trabalho é o R_{in} , também chamado de modelo linear, que é representado de acordo com a Figura 18.

Figura 18 – Modelo linear de uma bateria.



Fonte: SALDAÑA *et al.* (2019).

No modelo R_{int} , uma resistência simboliza a resistência interna da bateria, responsável pelo aquecimento e restrição da corrente na saída. A tensão no terminal é dada pela tensão de circuito aberto V_{oc} apenas quando está em circuito aberto, já para o caso que existe uma carga conectada na saída do circuito, a tensão V_T é dada por:

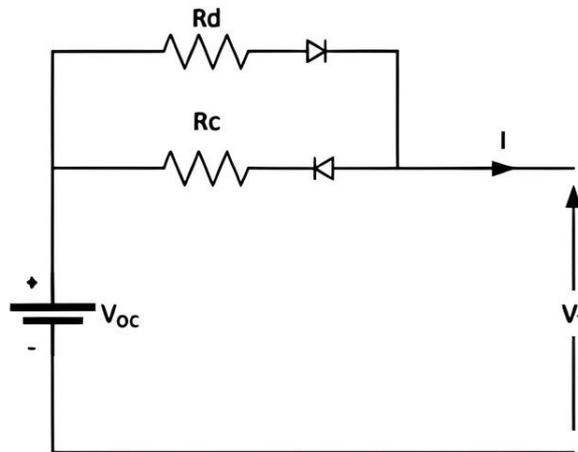
$$V_T = V_{oc} - R_{int} \cdot I. \quad (10)$$

Dessa maneira, este modelo pode simular a queda de tensão instantânea quando o circuito é fechado, o que é diretamente proporcional à corrente circulante. Assim, quanto maior a resistência interna, maiores são as perdas e menor a potência máxima disponível.

Em uma bateria real, a resistência varia de acordo com o material empregado, temperatura e estado de carga. Geralmente, há um aumento da resistência interna quando o estado de carga (SoC) diminui. Isso está ligado ao maior esforço para entregar energia, visto que tem-se uma menor disponibilidade de íons para reação. Já em relação ao estado de saúde (SoH), a resistência tende a aumentar à medida que o SoH diminui, ou seja, quando há uma maior degradação da bateria. Por fim, a resistência de uma bateria geralmente diminui quando há um aumento da temperatura, porém aumenta quando a temperatura diminui.

Dessa maneira, para assumir que há uma variação da resistência na carga e descarga da bateria, garantindo maior precisão do modelo, utilizam-se duas diferentes resistências, ficando com o modelo da Figura 19.

Figura 19 – Modelo linear considerando resistências de carga e descarga.



Fonte: SALDAÑA *et al.* (2019).

Os diodos do modelo acima são ideais e são utilizados para acionar a resistência correta de carregamento e descarregamento, dependendo do modo que a bateria está operando no momento. A nova equação do terminal pode ser calculada por meio das expressões abaixo:

$$\text{Carregando: } V_T = V_{OC} + R_C \cdot I, \quad (11)$$

$$\text{Descarregando: } V_T = V_{OC} - R_d \cdot I. \quad (12)$$

O diodo ligado em série com a resistência R_C é diretamente polarizado no carregamento, assim poderá conduzir, ao passo que o diodo em série com R_d é inversamente polarizado, impedindo a circulação de corrente neste resistor. Já no descarregamento, o diodo de R_d é diretamente polarizado e o de R_C inversamente polarizado.

2.3.5 Baterias de íon de lítio

2.3.5.1 Características das baterias de íon de lítio

As baterias de íon de lítio se destacam devido à sua notável combinação de alta densidade de energia e potência, tornando-as preferências na tecnologia para eletrônicos portáteis, ferramentas elétricas e veículos híbridos/elétricos.

As baterias de íon de lítio apresentam uma vantagem significativa em relação a outras composições químicas, uma vez que o lítio possui o potencial de redução mais baixo entre todos os elementos. Isso permite que as baterias baseadas em lítio alcancem o potencial de célula mais elevado possível. Além disso, o lítio é o terceiro

elemento mais leve e possui um dos menores raios iônicos entre todos os íons de carga única, isso que justifica, como já citado, que possibilita que as baterias de lítio tenham uma alta capacidade volumétrica, juntamente com uma elevada densidade de potência.

As características mais viáveis das baterias com esta tecnologia são:

1. Operação em ampla faixa de temperatura, tanto durante a carga, quanto durante a descarga: recomenda-se que a temperatura durante a carga não ultrapasse o limite de 0 a 45 °C, enquanto durante a descarga permaneça entre -40 a 65 °C. Dessa maneira, possuem uma alta vida útil em prateleiras, mesmo em temperaturas elevadas.
2. Elevada energia específica: essa característica é uma das mais benéficas das baterias de íons de lítio, que têm uma alta densidade de energia, permitindo que seja possível realizar o armazenamento de mais energia por unidade de peso.
3. Autodescarga relativamente baixa: as baterias de íon lítio sofrem com a autodescarga, porém em uma quantidade menor que muitas outras tecnologias.
4. As baterias de íons de lítio não possuem efeito memória e não requerem reposição de eletrólitos, portanto, exigem pouca manutenção.

A Tabela 1 apresenta uma comparação detalhada das características de cinco tipos de baterias de íon lítio: LCO (Lítio Cobalto Óxido), LMO (Lítio Manganês Óxido), NMC (Níquel Manganês Cobalto), LFP (Lítio Ferro Fosfato) e NCA (Níquel Cobalto Alumínio).

Tabela 1 – Comparativo entre as baterias de íon lítio.

Baterias	LCO	LMO	NMC	LFP	NCA
Tensão Nominal (V)	3,6	3,7	3,6	3,2	3,6
Tensão Máxima de Carga (V)	4,2	4,2	4,2	3,65	4,2
Tensão de Corte (V)	2,5	2,5	2,5	2,5	3
Energia Específica (Wh/kg)	175	125	185	105	230
Carga (C-Rate)	0,7	0,7	0,7	1	0,7
Descarga (C-Rate)	1	1	1 a 2	1	1
Número de Ciclos	500 a 1000	300 a 700	1000 a 2000	1000 a 2000	500
Colapso Térmico (°C)	150	250	210	270	150

Fonte: EDUARDO (2018).

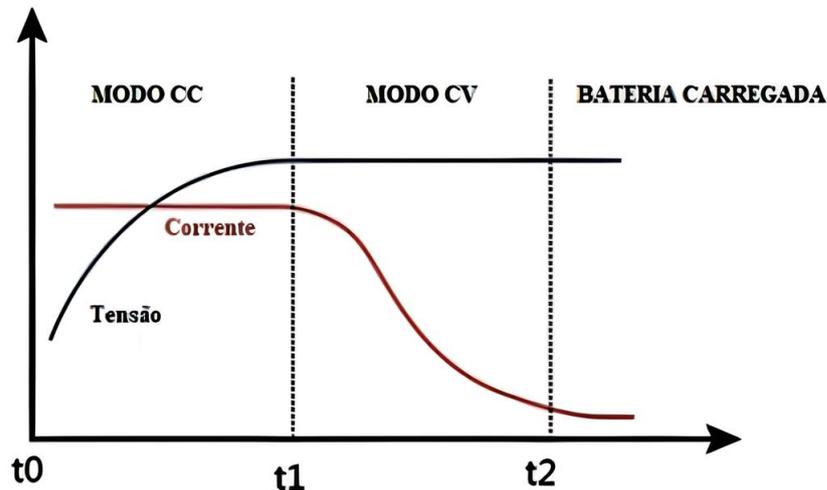
2.3.5.2 Método de carregamento das baterias de íons de lítio

As baterias de íon de lítio têm requisitos de carregamento muito críticos que devem ser atendidos para evitar a sobrecarga durante o processo de carregamento. Dentre as técnicas, destaca-se o método de corrente constante-tensão constante (CC/CV), bastante utilizado devido a sua simplicidade e facilidade de aplicação. Esse método é dividido em dois estágios, que serão apresentados a seguir:

- **Estágio 1 - Corrente constante (CC):** nesse estágio do carregamento, primeiramente é medida a tensão da bateria, caso esta tensão seja menor do que o valor de corte pré definido (V_{corte}), que está relacionado à tensão máxima da bateria, então a bateria entra no modo de carga de corrente constante (CC). Acrescenta-se que o limite de carga seguro é dado para corrente de até 0,7C. Além disso, esse modo permanecerá até que a tensão atinga V_{corte} .
- **Estágio 2 - Tensão constante (CV):** uma vez que a tensão alcança V_{corte} , o carregamento entra na etapa de tensão constante (CV), ou seja, a tensão se manterá constante em V_{corte} , ao passo que a corrente de carregamento decai exponencialmente. O processo de carregamento vai finalizar assim que a corrente atingir um valor mínimo pré definido, também chamado de corrente de carga

mínima, idealmente entre o intervalo $0,07 < I_{min} < 0,1 C$, ou assim que atingir o tempo máximo de carregamento.

Figura 20 – Curva de carregamento para baterias de íons de lítio.



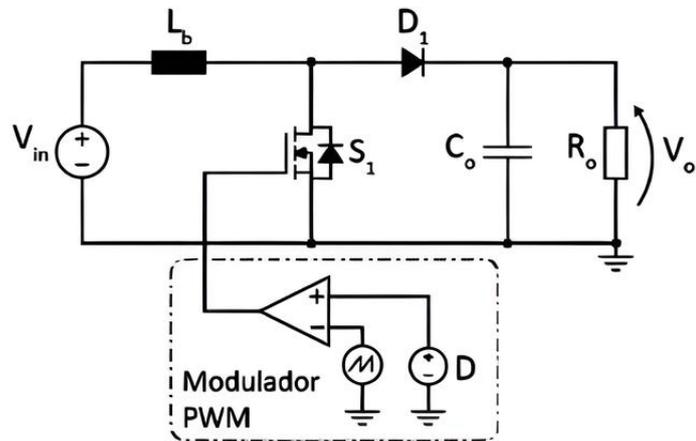
Fonte: SIQUEIRA (2023).

2.4 CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC funcionam por meio da operação de interruptores e de elementos passivos, como indutores e capacitores, com o objetivo de regular o fluxo de potência entre a entrada e a saída. Este capítulo visa mostrar os princípios de funcionamento e as equações dos conversores que serão utilizados, de acordo com cada estágio de funcionamento do projeto.

2.4.1 Estágio 1 - Conversor *boost* (Aplicação MPPT)

No projeto em questão, o conversor *boost* será aplicado entre o módulo fotovoltaico e a bateria, com o objetivo principal de implementar a técnica MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), que atuará no controle do chaveamento do conversor, seguindo o método perturba e observa. Dessa forma, é possível carregar a bateria de maneira mais eficiente. A estrutura de um conversor *boost* pode ser representada de acordo com a Figura 21.

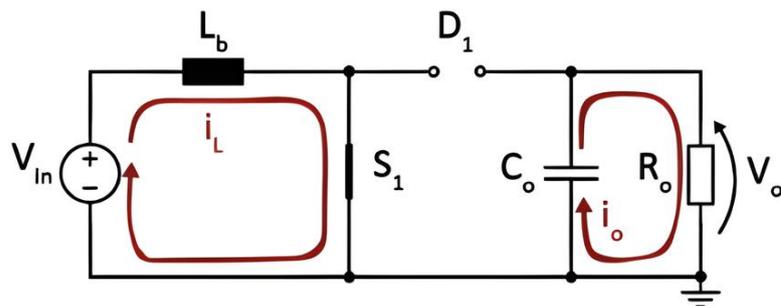
Figura 21 – Esquemático do conversor *boost*.

Fonte: MORAES (2024a).

2.4.1.1 Etapas de operação do conversor *boost*

O conversor em modo de condução contínua opera em duas etapas, ou seja, quando $S_1 = 0$ ou $S_1 = 1$. A seguir são apresentadas as etapas de operação:

1. Primeira etapa de operação ($S_1 = 1$):

Figura 22 – Primeira etapa de operação do *boost*.

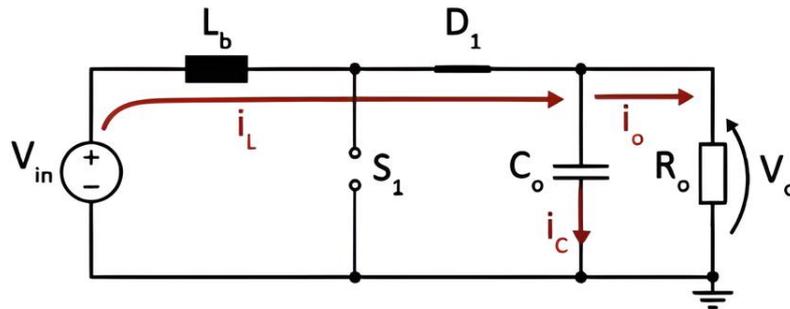
Fonte: MORAES (2024a).

Nesta etapa de operação, quando $S_1 = 1$, o diodo está reversamente polarizado e a fonte submete o indutor à tensão de entrada. Assim, o indutor se carrega com a corrente i_L , ao passo que na saída o capacitor estará fornecendo energia para a carga de saída.

2. Segunda etapa de operação ($S_1 = 0$):

A segunda etapa de operação pode ser representada pela Figura 23.

Figura 23 – Segunda etapa de operação do boost.

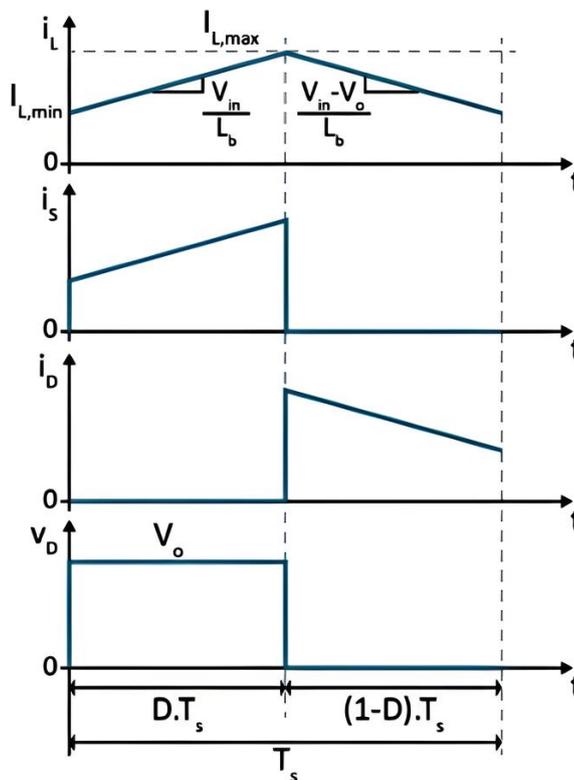


Fonte: MORAES (2024a).

Quando $S_1 = 0$, o diodo D_1 entra em condução e fonte de tensão e indutor são ligados em série. Durante essa etapa, o indutor, que se carregou anteriormente, irá liberar essa energia armazenada para alimentação da carga e carregamento do capacitor.

Abaixo têm-se as formas de ondas do conversor boost:

Figura 24 – Formas de ondas do boost.



Fonte: MORAES (2024a).

É possível observar, como já comentado, que na primeira etapa ($S_1 = 1$), haverá um bloqueio do diodo ($I_D = 0$), ao passo que ocorre o carregamento do indutor ($I_s = I_L$).

2.4.1.2 Equacionamento do conversor *boost*

Sabe-se que o valor médio da tensão aplicada em um indutor em regime é igual a zero. Dessa maneira, sendo $V_L = V_{in}$ na primeira etapa de funcionamento, ao passo que $V_L = V_{in} - V_o$ na segunda etapa, tem-se:

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_L(t) dt = V_{in} \cdot D - (V_{in} - V_o) \cdot (1 - D) = 0. \quad (13)$$

O ganho estático do conversor *boost* pode ser representado por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}. \quad (14)$$

Pode-se fazer o projeto dos componentes da forma mostrada a seguir.

1. Indutor:

A expressão de corrente instantânea no indutor é:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L}. \quad (15)$$

Com isso, sabendo que a variação de corrente é $\Delta i_L(\%)$, ao passo que a duração da etapa é $D \cdot T_s$, chega-se em:

$$L_o = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L} \cdot \frac{V_o - V_{in}}{V_o}. \quad (16)$$

2. Capacitor:

Para a primeira etapa de funcionamento do capacitor, tem-se que sua corrente é dada por:

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt}. \quad (17)$$

Da mesma maneira que no projeto do indutor:

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta V_c}{D \cdot T_s}. \quad (18)$$

Então:

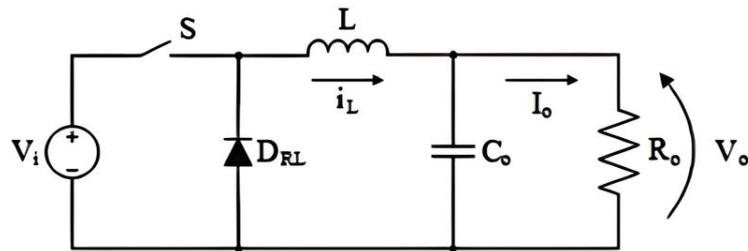
$$C = \frac{I_o \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_c}, \quad (19)$$

$$C = \frac{I_o}{f_s \cdot \Delta V_c} \cdot \frac{V_o - V_{in}}{V_o}. \quad (20)$$

2.4.2 Estágio 2 e 3 - Conversor *buck* (carregamento da bateria e alimentação dos LEDs)

O conversor *buck* é um abaixador da tensão de entrada, ou seja, $V_o < V_i$. Ele será utilizado na etapa 2 e 3, referentes ao carregamento da bateria e alimentação dos LEDs, respectivamente. Seu circuito é apresentado a seguir:

Figura 25 – Esquemático do conversor *buck*.



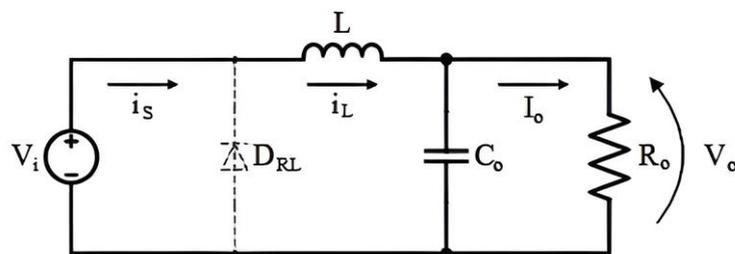
Fonte: MORAES (2024b).

Da mesma maneira que no conversor *boost*, pode-se ter $S = 1$ e $S = 0$, representando o circuito conduzindo e bloqueado, respectivamente. Além disso, o estudo para o conversor *buck* será demonstrado para o modo de condução contínua (MCC), ou seja, quando a corrente I_L do indutor nunca é zerada, dessa maneira a corrente cresce no primeiro modo de operação e desce no segundo.

2.4.2.1 Etapas de operação do conversor *buck*

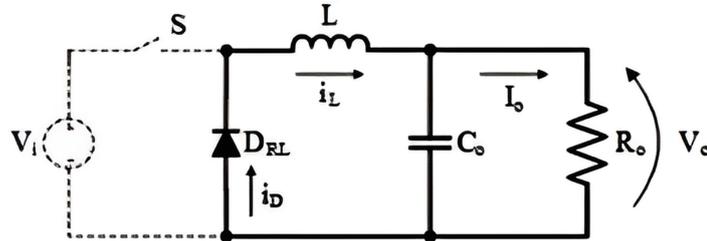
1. Primeira etapa de operação ($S = 1$):

Figura 26 – Primeira etapa de operação do conversor *buck*.



Fonte: MORAES (2024b).

No primeiro modo de operação, a chave S está ativada e, assim, o diodo D estará inversamente polarizado, fazendo com que nesse intervalo haja transferência de energia da fonte para o indutor (aumentando i_L) e para o capacitor (quando $i_L > \frac{V_o}{R}$).

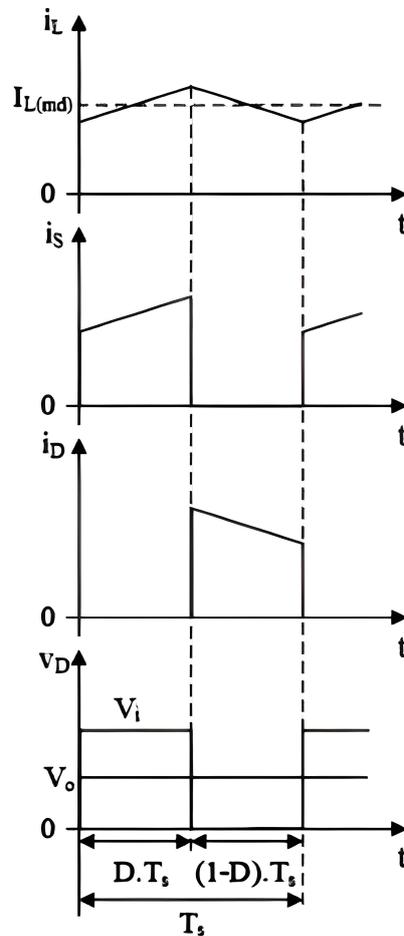
2. Segundo modo de operação ($S = 0$):Figura 27 – Segunda etapa de operação do conversor *buck*.

Fonte: MORAES (2024b).

No segundo modo de operação, para chave S aberta, decorrente da inversão de polaridade, o diodo entra em condução e a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor e à carga. Na medida em que o valor da corrente do indutor for maior que a corrente de carga, a diferença vai carregar o capacitor. Assim, quando a corrente for menor, o capacitor vai se descarregar, com intuito de manter constante a corrente da carga.

As principais formas de onda do conversor *buck* para a condução contínua são apresentadas na Figura 28.

Figura 28 – Formas de ondas do conversor *buck*.



Fonte: MORAES (2024b).

2.4.2.2 Equacionamento do conversor *buck*

Quando $S=1$ (chave fechada), o indutor está conectado entre a fonte de entrada e o capacitor da saída, dessa maneira, nesta etapa de operação, a tensão do indutor e a corrente do capacitor são, respectivamente:

$$v_L = V_i - V_o, \tag{21}$$

$$i_c = i_L - I_o = i_L - \frac{V_o}{R_o}. \tag{22}$$

Quando $S = 0$ (chave aberta), a tensão do indutor e a corrente do capacitor são, respectivamente:

$$v_L = -V_o, \tag{23}$$

$$i_c = i_L - \frac{V_o}{R_o}. \tag{24}$$

Dessa maneira, como mostrado para o conversor *boost*, pelo princípio da conservação de energia, o valor médio da tensão sobre o indutor em regime permanente é nula, assim:

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_L dt = (V_i - V_o) \cdot D - V_o \cdot (1 - D). \quad (25)$$

A partir disso, o ganho estático do conversor *buck* é:

$$(V_i - V_o) \cdot D = V_o \cdot (1 - D), \quad (26)$$

$$D = \frac{V_o}{V_i}. \quad (27)$$

Considerando um conversor ideal, a potência de entrada é igual a potência de saída, com isso:

$$P_i = P_o, \quad (28)$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o, \quad (29)$$

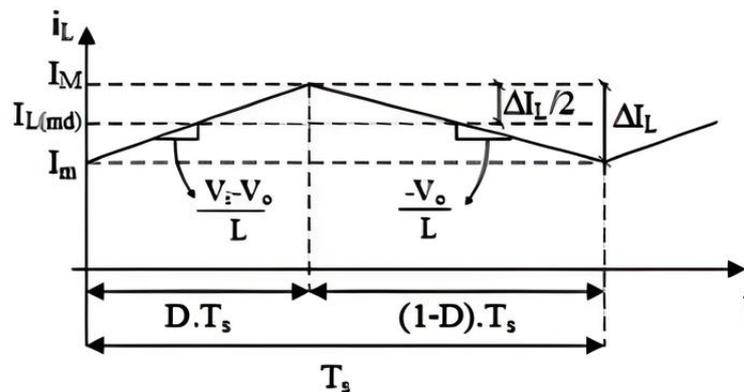
$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{D}. \quad (30)$$

É possível fazer o projeto dos componentes da forma mostrada a seguir.

1. Indutor:

Para o projeto do indutor, considera-se primeiramente as seguintes formas de onda desse elemento:

Figura 29 – Formas de onda da corrente no indutor do conversor *buck*.



Fonte: MORAES (2024b).

Durante a primeira etapa, a tensão no indutor é dada pela equação (31).

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_i - V_o. \quad (31)$$

Para realizar o equacionamento do indutor, é preciso partir do fato de que a ondulação de corrente é dada pela diferença entre a corrente mínima e máxima no componente. Dessa maneira, sendo I_m a corrente mínima, a seguinte expressão no tempo vai descrever a corrente no componente:

$$i_L = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + I_m. \quad (32)$$

Analisando o gráfico da corrente no indutor, no tempo $t = D \cdot T_s$ há ocorrência da corrente máxima I_M , assim:

$$I_M = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot D \cdot T_s + I_m. \quad (33)$$

Dessa maneira, como a ondulação de corrente no indutor é obtida pela diferença entre as corrente I_m e I_M , tem-se:

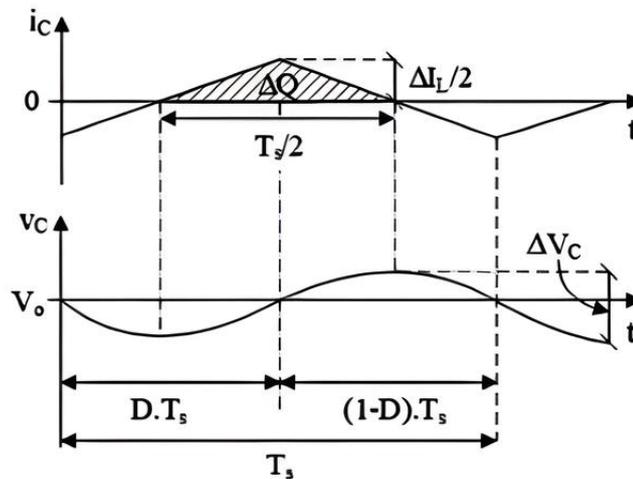
$$\Delta I_L = I_M - I_m = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot D \cdot T_s. \quad (34)$$

E, por fim, isolando L, obtém-se a expressão que rege o valor da indutância:

$$L = \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L}. \quad (35)$$

2. Capacitor:

Para Hart (2011), a ondulação da tensão de saída pode ser calculada por meio da forma de onda da corrente no capacitor. Com isso, considerando que o capacitor é bem projetado, a ondulação de corrente no indutor circulará apenas pelo capacitor, e não pela carga. Abaixo há uma ilustração das formas de onda para tensão e corrente no capacitor de saída do conversor *buck*.

Figura 30 – Formas de onda da corrente e tensão do capacitor do conversor *buck*.

Fonte: MORAES (2024b).

Sendo a corrente positiva no capacitor, ele estará carregando. Dessa forma, pela definição de capacitância, tem-se:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o. \quad (36)$$

Sendo:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8}. \quad (37)$$

Substituindo (37) e (36):

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_C}. \quad (38)$$

Utilizando a equação (34), a expressão que rege a capacitância é dada por:

$$C = \frac{1 - D}{8 \cdot f_s^2 \cdot L \cdot \left(\frac{\Delta V_C}{V_o}\right)}. \quad (39)$$

2.5 MODELO MÉDIO

O funcionamento dos conversores está baseado no uso de dispositivos que comutam em alta frequência, dessa forma, há descontinuidades e não linearidades no sistema, fazendo com que não seja possível aplicar ferramentas de análise de circuitos lineares.

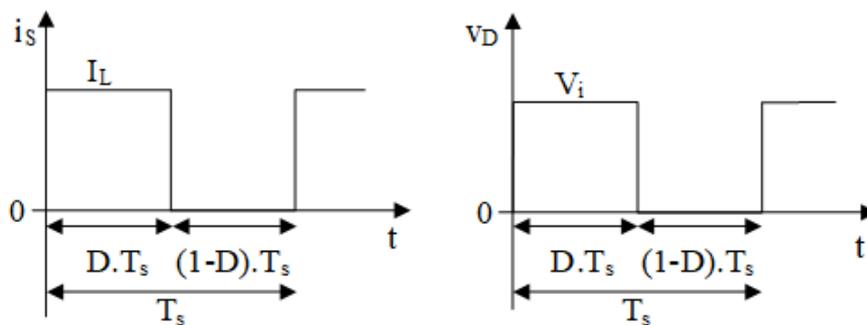
É possível aproximar as grandezas comutadas pelos seus respectivos valores médios, calculados a cada período de comutação. Essa ação dá origem ao modelo médio de grandes sinais, em que os interruptores (fontes de não linearidade) passivos e ativos são substituídos por fontes dependentes de tensão ou de corrente, porém ainda descritas por equações não lineares.

Com intuito de desprezar essas não linearidades e conseguir aplicar análises de sistemas lineares, é necessário fazer uma linearização do sistema, que possibilita realizar uma análise em torno do ponto de operação para pequenas perturbações. Esse processo origina o modelo médio de pequenos sinais e, é descrito por funções transferências ou matrizes de estado, dependendo do método adotado.

2.5.1 Modelo médio de grandes sinais

Como já citado, o primeiro desafio é superar a descontinuidade gerada pela comutação. Então, como o período de comutação é significativamente menor que as constantes de tempo do conversor, é possível aproximar as grandezas instantâneas por seus valores médios calculados a cada período de comutação. Essa aproximação consiste em substituir interruptores por fontes de tensão e corrente, e resulta no modelo médio de grandes sinais, que vai aproximar as grandezas comutadas por seus valores médios.

Figura 31 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.



Fonte: MORAES (2024c).

Os valores médios para uma grandeza T_s podem ser calculados por:

$$\langle x \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} x dt. \quad (40)$$

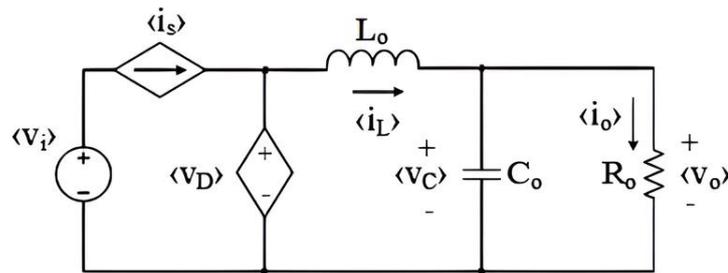
Aplicando o operador acima nas grandezas, obtêm-se os valores médios da corrente no interruptor e da tensão no diodo, respectivamente:

$$\langle i_s \rangle = I_L \cdot d = \langle i_L \rangle \cdot d, \quad (41)$$

$$\langle v_D \rangle = V_j \cdot d = \langle v_j \rangle \cdot d. \quad (42)$$

Assim, o circuito elétrico que representa o modelo médio de grandes sinais é obtido a partir da substituição do transistor e o diodo por fontes dependentes de corrente e tensão, respectivamente:

Figura 32 – Modelo médio de grandes sinais do conversor *buck*.



Fonte: BERGER *et al.* (2018).

2.5.2 Modelo médio de pequenos sinais

Como analisado anteriormente, o modelo médio de grandes sinais elimina a descontinuidade da corrente e da tensão nos semicondutores, porém esse modelo não é linear, isso pois $\langle i_L \rangle$, $\langle v_L \rangle$ e d não possuem uma relação linear.

Dessa forma, para realizar uma linearização do sistema, pode-se considerar a opção da expansão das funções não lineares por meio da série de Taylor, tomando-se, posteriormente, apenas o termos lineares. Alternativamente, pode-se considerar que o conversor tem comportamento linear em torno de um ponto de operação X (parcela CC), desde que a perturbação \hat{x} (parcela CA) em torno desse ponto sejam suficientemente pequena. É possível definir as variáveis dinâmicas do sistemas a partir da soma dessas duas parcelas:

$$\begin{aligned} \langle i_s \rangle &= I_s + \hat{i}_s, \\ \langle v_D \rangle &= V_D + \hat{v}_D, \\ \langle i_L \rangle &= I_L + \hat{i}_L, \\ \langle v_j \rangle &= V_j + \hat{v}_j, \\ d &= D + \hat{d}. \end{aligned} \quad (43)$$

Tomando-se a linearização acima e aplicando-a nas equações (41) e (42), encontram-se as expressões abaixo.

$$\begin{aligned}
 I_s + \hat{I}_s &= (I_L + \hat{I}_L) \cdot (D + \hat{d}) = I_L \cdot D + I_L \cdot \hat{d} + \hat{I}_L \cdot D + \hat{I}_L \cdot \hat{d}, \\
 V_D + \hat{V}_D &= (V_i + \hat{V}_i) \cdot (D + \hat{d}) = V_i \cdot D + V_i \cdot \hat{d} + \hat{V}_i \cdot D + \hat{V}_i \cdot \hat{d}.
 \end{aligned}
 \tag{44}$$

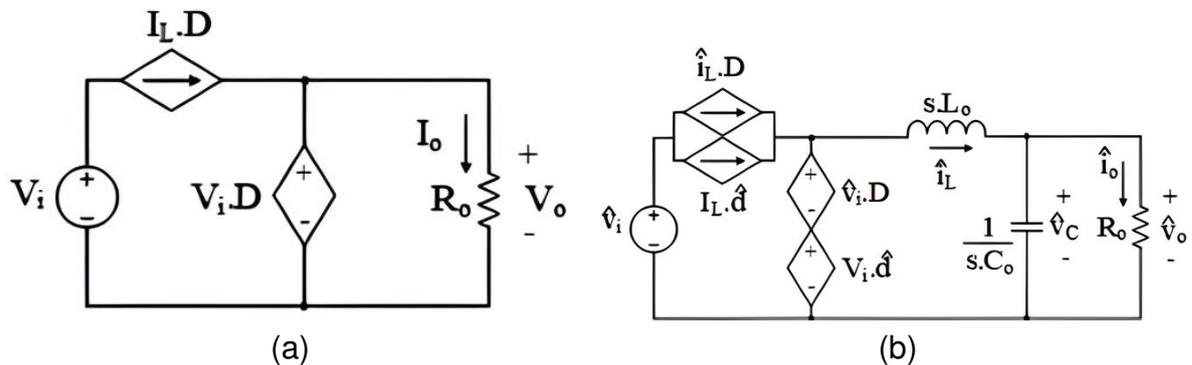
Desprezando o produto entre as parcelas CA, de amplitude infinitesimal frente às demais, é possível chegar às expressões seguintes:

$$I_s + \hat{I}_s = I_L \cdot D + I_L \cdot \hat{d} + \hat{I}_L \cdot D, \tag{45}$$

$$V_D + \hat{V}_D = V_i \cdot D + V_i \cdot \hat{d} + \hat{V}_i \cdot D. \tag{46}$$

Dessa forma, encontra-se o modelo linear do conversor *buck*. Pode-se representar esse modelo por meio de dois circuitos, um deles referente ao ponto de operação e o outro ao modelo de pequenos sinais. Isso é feito separando os termos CC a CA nas equações acima.

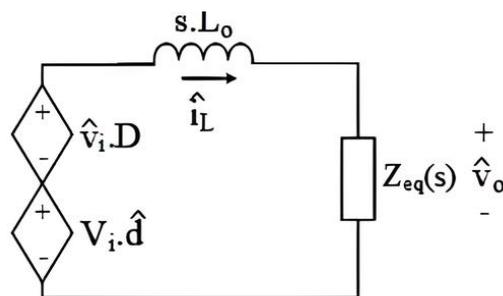
Figura 33 – Modelos médios do conversor: (a) Modelo linearizado no ponto de operação (b) Modelo linearizado de pequenos sinais.



Fonte: MORAES (2024c).

Realizando uma simplificação no circuito da Figura 33-b, obtém-se o circuito da Figura 34.

Figura 34 – Modelo linearizado de pequenos sinais simplificado.



Fonte: MORAES (2024c).

Sendo a impedância equivalente dada por:

$$Z_{eq}(s) = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1}. \quad (47)$$

Assim, a tensão de saída para a ser dada por:

$$\hat{v}_o(s) = [\hat{v}_i(s) \cdot D + V_i \cdot \hat{d}(s)] \cdot \left[\frac{Z_{eq}(s)}{s \cdot L_o + Z_{eq}(s)} \right], \quad (48)$$

$$\hat{v}_o = \frac{V_i}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1} \cdot \hat{d}(s) + \frac{D}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1} \cdot \hat{v}_i(s). \quad (49)$$

Observa-se que a tensão de saída depende da razão cíclica e da tensão de entrada, assim, para achar a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada, será considerado a razão cíclica constante, ou seja, $\hat{d}(s) = 0$, tal que:

$$G_{vv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)}, \quad (50)$$

$$G_{vv}(s) = \frac{D}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1}. \quad (51)$$

Considerando agora a tensão de entrada constante:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}, \quad (52)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{V_i}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1}. \quad (53)$$

Da mesma maneira, considerando a tensão de entrada constante, tem-se que a corrente no indutor se relaciona com a razão cíclica por meio da seguinte expressão:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}, \quad (54)$$

$$G_{id}(s) = \frac{V_i \cdot (C_o \cdot s + \frac{1}{R_o})}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1}. \quad (55)$$

E por fim:

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}, \quad (56)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1}. \quad (57)$$

2.6 TÉCNICA DE CONTROLE

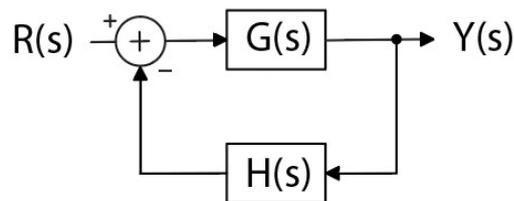
No segundo e no terceiro estágio do projeto, referentes ao carregamento da bateria e alimentação dos LEDs, serão utilizadas técnicas de controle de corrente e tensão para saída do conversor *buck*.

Para um sistema em malha fechada sem compensador, é possível representar sua função transferência de malha aberta não compensada ($FTLA_{NC}(s)$), que é o ganho equivalente da multiplicação em cascata das funções transferência contidas no laço, por meio da seguinte expressão:

$$FTLA_{NC}(s) = G(s) \cdot H(s). \quad (58)$$

Sendo $G(s)$ a função transferência do conversor, ao passo que $H(s)$ é a função transferência da realimentação, como mostrado na Figura 35.

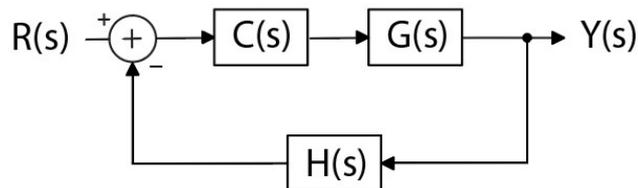
Figura 35 – Diagrama de blocos sem compensador.



Fonte: Autor (2024).

Dessa forma, quando adicionado o compensador para realizar o controle do sistema, obtém-se o sistema compensado, conforme ilustrado na Figura 36.

Figura 36 – Diagrama do sistema blocos compensado.



Fonte: Autor (2024).

A partir da representação da Figura 36, escreve-se a Função Transferência de Laço Aberto Compensada ($FTLA_C(s)$):

$$FTLA_C(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot H(s), \quad (59)$$

$$FTLA_C(s) = C(s) \cdot FTLA_{NC}(s). \quad (60)$$

A partir da $FTLA_C(s)$ é possível realizar o projeto do controlador pela resposta em frequência. Substituindo $s = j\omega$, a magnitude é dada por:

$$|FTLA_C(j\omega)| = |C(j\omega)| \cdot |FTLA_{NC}(j\omega)|. \quad (61)$$

Sabendo que o ganho na frequência de cruzamento (ω_c) é unitário:

$$|FTLA_C(\omega_c)| = 1 \rightarrow |C(j\omega_c)| = \frac{1}{|FTLA_{NC}(\omega_c)|}. \quad (62)$$

Da mesma maneira para fase:

$$\angle FTLA_C(j\omega) = \angle C(j\omega) + \angle FTLA_{NC}(j\omega). \quad (63)$$

Na frequência de cruzamento, a margem de fase é equivalente a $MF = 180^\circ + \angle G(j\omega)$, então:

$$\angle C(j\omega_c) = \angle FTLA_C(j\omega_c) - \angle FTLA_{NC}(j\omega_c), \quad (64)$$

$$\angle C(j\omega_c) = MF - 180^\circ - \angle FTLA_{NC}(j\omega_c). \quad (65)$$

Agora, levando-se em consideração o controlador proporcional integral (PI), que é representado da seguinte forma:

$$C(s) = k_c \cdot \frac{s + \omega_z}{s}, \quad (66)$$

sendo K_c o ganho proporcional e ω_z a frequência do zero, tem-se que a magnitude e a fase são dadas, respectivamente, por:

$$|C(j\omega)| = K_c \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_z^2}}{\omega}, \quad (67)$$

$$\angle C(j\omega) = \tan\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right) - 90^\circ. \quad (68)$$

Assim, realizando a substituição de (67) e (68) em (62) e (65), respectivamente, tem-se:

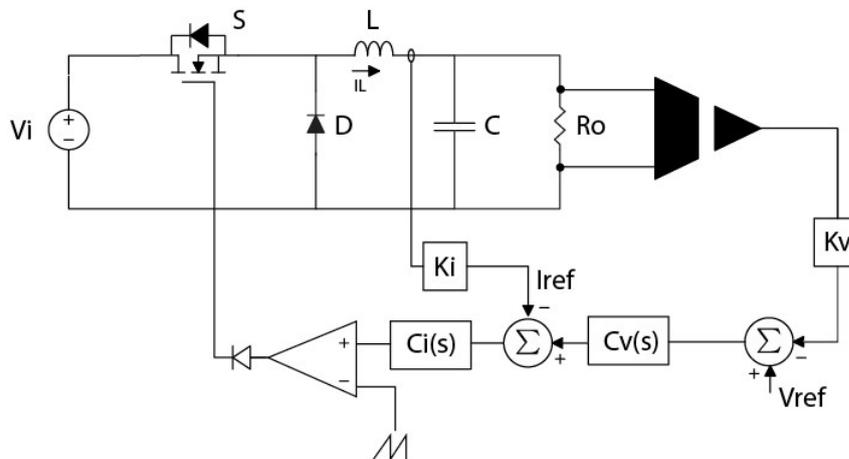
$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \cdot \frac{1}{|FTLA_{NC}(j\omega_c)|}, \quad (69)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(MF - 90^\circ - \angle FTLA_{NC}(j\omega_c))}. \quad (70)$$

A margem de fase (MF) está relacionada à estabilidade do sistema, já a frequência de cruzamento se relaciona à rapidez da resposta transitória e à banda passante do sistema, sendo $\omega_z = \frac{1}{T_i}$ para o controlador PI. Além disso, adotar valores para ω_z uma década abaixo da frequência de comutação é uma prática padrão, para assegurar que a dinâmica do sistema em malha fechada não seja afetada por ruídos ou perturbações introduzidas pela comutação em alta frequência.

O controle será implementado segundo esquemático ilustrado na Figura 37.

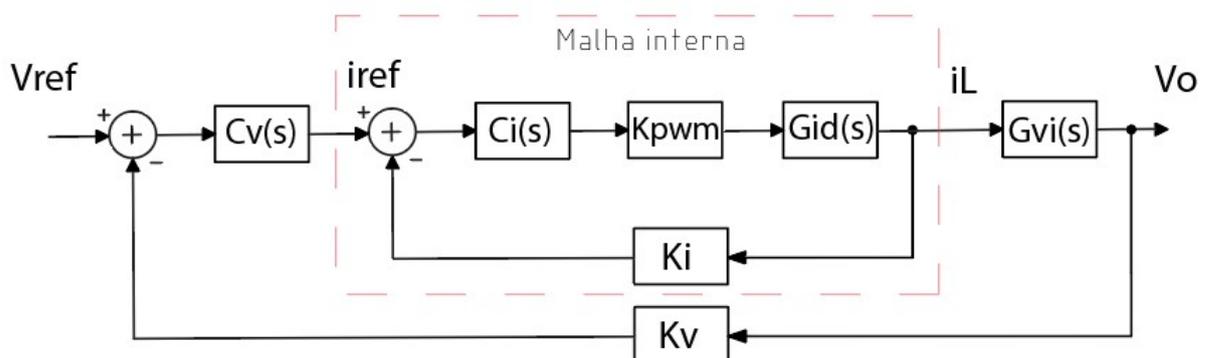
Figura 37 – Conversor *buck* com aplicação de controle cascata.



Fonte: adaptado de MORAES (2024d).

O diagrama de blocos para o controle segue representado na Figura 38.

Figura 38 – Diagrama de blocos do controle cascata.



Fonte: adaptado de MORAES (2024d).

2.6.1 Projeto das malhas de corrente e tensão

Como já mostrado anteriormente, a malha interna pode ser representada por:

$$FTLAI_{NC}(s) = K_{PWM} \cdot G_{id}(s) \cdot K_j. \quad (71)$$

Neste trabalho será considerado que os ganhos do modulador PWM e do sensor de corrente são unitários, ou seja, $K_{PWM} = K_j = 1$, isso para simplificar a implementação do controle. Então:

$$FTLAI_{NC}(s) = G_{id}(s). \quad (72)$$

Da mesma forma, para malha de tensão, tem-se:

$$FTLAv_{NC}(s) = G_{vi}(s). \quad (73)$$

Dessa maneira, especificando-se a frequência de cruzamento ω_c e a margem de fase desejada, já é possível encontrar os parâmetros de (69) e (70), do controlador PI.

3 DESENVOLVIMENTO

O projeto desenvolvido visa o carregamento de uma bateria durante o dia utilizando um módulo fotovoltaico, o qual operará de maneira ideal em condições sem sombreamento. Durante a noite, essa bateria será utilizada para alimentar um sistema de iluminação composto por LEDs. Esse arranjo garante que a energia captada pelo módulo durante o dia seja armazenada e depois utilizada para iluminar o ambiente no período noturno.

3.1 DIMENSIONAMENTO DO PAINEL DE LEDS

Uma potência comum utilizada em postes de iluminação alimentados por módulos fotovoltaicos é de 15 W. Portanto, essa será a potência adotada neste projeto. Assim, os LEDs empregados precisam ser projetados para atender essa demanda.

Conforme apresentado, escolheu-se o LED J32835 3-V R Class, da fabricante CREE LED, cujo *datasheet* é encontrado em (CREE, INC., 2023). Esse LED possui as especificações listadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros elétricos do LED adotado.

Parâmetro	Valor
Tensão de sentido direto	$V_f = 2,95 \text{ V}$
Corrente de sentido direto	$I_f = 150 \text{ mA}$
Potência	$P = 150\text{mA} \cdot 2,95\text{V} = 0,4425 \text{ W}$

Fonte: autor (2024).

Para uma aplicação de 15 W, encontra-se o número de LEDs necessários por meio da seguinte expressão:

$$\text{Número de LEDs} = \frac{\text{Potência total}}{\text{Potência do LED}}, \quad (74)$$

$$\text{Número de LEDs} = \frac{15 \text{ W}}{0,4425 \text{ W}}, \quad (75)$$

$$\text{Número de LEDs} \approx 32. \quad (76)$$

Dessa forma, são necessários trinta e dois LEDs para alcançar a potência desejada para o sistema de iluminação. Assim, é possível realizar a divisão em oito grupos em paralelo, cada grupo possuindo quatro LEDs em série.

A tensão total do sistema é dada por:

$$\text{Tensão total} = 4 \cdot 2,95\text{V} \rightarrow \text{Tensão total} = 11,8 \text{ V}. \quad (77)$$

Por fim, a energia total dos LEDs, para um tempo de operação de 10h, é a seguinte:

$$\text{Energia diária (Wh)} = \text{Potência por LEDs (W)} \cdot \text{N}^\circ \text{ de LEDs} \cdot \text{Tempo de operação (h)}, \quad (78)$$

$$\text{Energia diária} = 0,4425\text{W} \cdot 32 \cdot 10\text{h}, \quad (79)$$

$$\text{Energia diária} = 141,6 \text{ Wh}. \quad (80)$$

3.2 DIMENSIONAMENTO DA BATERIA

Considerando a energia consumida pelos LEDs, a capacidade necessária da bateria é calculada por:

$$\text{Capacidade da bateria(Wh)} = \text{Capacidade(Ah)} \cdot \text{Tensão(V)}. \quad (81)$$

De maneira ideal, a bateria precisa fornecer 141,6 Wh, porém, há perdas no sistema, então, será considerada uma eficiência de 80%.

$$\frac{141,6\text{Wh}}{0,8} = 177,5 \text{ Wh}. \quad (82)$$

Calculando a capacidade necessária da bateria em ampere-hora (Ah), para uma tensão de 11,8 V dos LEDs, necessita-se de:

$$Ah_{total} = \frac{Wh_{necessario}}{V_{bateria}}, \quad (83)$$

$$Ah_{total} = \frac{177,5}{11,8}, \quad (84)$$

$$Ah_{total} = 15 \text{ Ah}. \quad (85)$$

A partir dos cálculos demonstrados, considera-se a utilização de baterias de íons de lítio. Esse tipo de bateria está presente no ambiente de simulação PSIM e retoma a equação apresentada para o modelo linear de uma bateria (10). Optou-se por utilizar baterias de íons de lítio devido a sua alta densidade de energia, o que permite compactar o projeto. As especificações da bateria são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Especificações da bateria.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal (V)	3,6 V
Tensão máxima (V)	4,2 V
Capacidade (Ah)	5,2 Ah

Fonte: autor (2024).

Com isso, para realização do projeto, o seguinte arranjo será adotado:

- Baterias em série:

$$\frac{11,8V}{3,6V} = 4. \quad (86)$$

- Baterias em paralelo:

$$\frac{15,85Ah}{5,2Ah} = 3. \quad (87)$$

De acordo com o procedimento adotado, o banco de baterias pode ser representado a partir das especificações contidas na Tabela 4.

Tabela 4 – Especificações da célula e da bateria utilizada.

Parâmetro	Célula	Bateria utilizada
Tensão nominal (V)	3,6 V	$4 \cdot 3,6 = 14,4$ V (série)
Tensão máxima (V)	4,2 V	$4 \cdot 4,2 = 16,8$ V (série)
Capacidade (Ah)	5,2 Ah	$3 \cdot 5,2 = 15,6$ Ah (paralelo)

Fonte: autor (2024).

3.3 DIMENSIONAMENTO DO GERADOR FOTOVOLTAICO

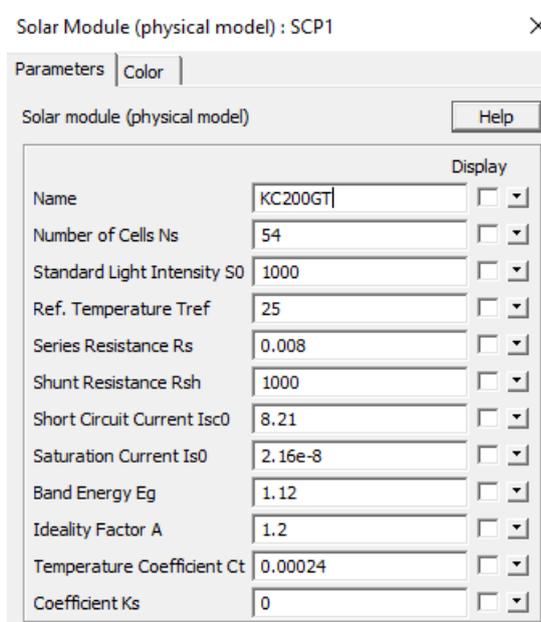
O módulo fotovoltaico que será utilizado para alimentação da bateria é o KC200GT, da fabricante japonesa *Kyocera*, sendo o *datasheet* encontrado em (DATASHEET..., 2023). Esse módulo foi escolhido pois é capaz de suprir as necessidades do projeto. Os parâmetro de *Standard Test Conditions* (STC) foram retirados do *datasheet* e são listado na Tabela 5.

Tabela 5 – Especificações da placa fotovoltaica para 1000 W/m² e 25°C.

Parâmetro	Valor
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	32,9 V
Tensão de máxima potência (V_{mpp})	26,3 V
Corrente de máxima potência (I_{mpp})	7,61 A

Fonte: autor (2024).

As configurações realizadas no *software* PSIM, para o módulo fotovoltaico, a partir do *datasheet*, são retratadas na Figura 39.

Figura 39 – Configurações do módulo no *software* PSIM.

Fonte: autor (2024).

3.4 EQUACIONAMENTO DOS CONVERSORES

A seguir é demonstrado o equacionamento dos três conversores, de acordo com cada estágio do projeto.

3.4.1 Estágio 1 - Aplicação MPPT

O estágio 1 do projeto está relacionado ao rastreamento de máxima potência do módulo fotovoltaico, de acordo com as variações de temperatura e irradiância solar ao longo do dia. A $V_i = 26,3$ V é a tensão de máxima potência e, $V_o = 30$ V, é a tensão de saída desse estágio. Assim, o projeto dos componentes é mostrado abaixo.

- Razão cíclica:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}, \quad (88)$$

$$\frac{30}{26,3} = \frac{1}{1 - D}, \quad (89)$$

$$D = 0,13. \quad (90)$$

- Indutor:

$$L = \frac{26,3 \cdot 0,13}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,1}, \quad (91)$$

$$L = 1,6 \text{ mH}. \quad (92)$$

- Capacitor:

$$C = \frac{7,61 \cdot 0,13}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,1}, \quad (93)$$

$$C = 0,4 \text{ mF}. \quad (94)$$

É importante destacar que, conforme mencionado na introdução, a seleção de um conversor *boost*, elevador, para realizar o MPPT é puramente didática, e foi realizada para que o autor aprofundasse seus conhecimentos além do conversor *buck*, abaixador. Em uma aplicação prática, contudo, tendo em vista que a tensão de máxima potência do gerador fotovoltaico é 26,3 V e que a tensão máxima de carregamento da bateria é de 16,8 V, o MPPT poderia ser integrado ao conversor *buck* do segundo estágio, que acumularia as funções de MPPT e controlador de carga do banco de baterias de íons de lítio.

3.4.2 Estágio 2 - Carregamento da bateria

O conversor do segundo estágio de processamento de energia é do tipo *buck* e tem a função de controlar a corrente de recarga do banco de baterias conforme o perfil estabelecido na Figura 20. Nesse estágio, a tensão de entrada é $V_i = 26,3 \text{ V}$, enquanto a tensão de saída vale $V_o = 16,8 \text{ V}$. Diante disso, obtém-se os valores abaixo.

- Razão cíclica:

$$D = \frac{V_o}{V_i}, \quad (95)$$

$$D = \frac{16,8}{26,3} = 0,64. \quad (96)$$

- Indutor:

$$L = \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L}, \quad (97)$$

$$L = \frac{(26,3 - 16,8) \cdot 0,64}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,1}, \quad (98)$$

$$L = 0,0029 \text{ H}. \quad (99)$$

- Capacitor:

$$C = \frac{1 - D}{8 \cdot f_s^2 \cdot L \cdot \left(\frac{\Delta V_C}{V_o}\right)}, \quad (100)$$

$$C = \frac{1 - 0,64}{8 \cdot (20 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,0029 \cdot \left(\frac{0,1}{16,8}\right)}, \quad (101)$$

$$C = 6,52 \cdot 10^{-6} \text{ F}. \quad (102)$$

Com isso, chegou-se nas seguintes funções transferência:

$$G_{vd} = \frac{26,3}{0,018 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,000086s + 1}, \quad (103)$$

$$G_{id} = \frac{169,5 \mu s + 0,77}{0,018 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,000086s + 1}. \quad (104)$$

$$G_{vi} = \frac{33,6}{219,07 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (105)$$

3.4.3 Estágio 3 - Alimentação dos LEDs

Essa etapa é responsável pelo controle de tensão de alimentação dos LEDs e também é feita por um conversor *buck*, cujo equacionamento é o mesmo do estágio anterior. Sendo V_i a tensão aplicada pela bateria à entrada do *buck*, ao passo que V_o é a tensão equivalente do conjunto de LEDs, como já demonstrado neste trabalho. Assim, encontra-se o dimensionamento a seguir.

- Razão cíclica:

$$D = \frac{11,8}{16,8} = 0,7. \quad (106)$$

- Indutor:

$$L = \frac{(16,8 - 11,8) \cdot 0,7}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,1}, \quad (107)$$

$$L = 1,75 \cdot 10^{-3} \text{ H}. \quad (108)$$

- Capacitor:

$$C = \frac{1 - 0,7}{8 \cdot (20 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,75 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{0,1}{11,8}\right)}, \quad (109)$$

$$C = 6,3 \cdot 10^{-6} \text{ F}. \quad (110)$$

Assim, a função transferência da tensão é dada por:

$$G_{vd} = \frac{16,8}{11,02 \cdot 10^{-9} s^2 + 0,17 \cdot 10^{-3} s + 1}, \quad (111)$$

3.5 PROJETO CONTROLADOR PI

Nos tópicos seguintes serão apresentadas as técnicas de projeto do controlador PI utilizadas no projeto. Acrescenta-se também que, todas as técnicas implementadas para a bateria serão aplicadas a partir dos modelos médios de grandes sinais dos conversores *buck*.

3.5.1 Controle da malha de corrente para carregamento da bateria

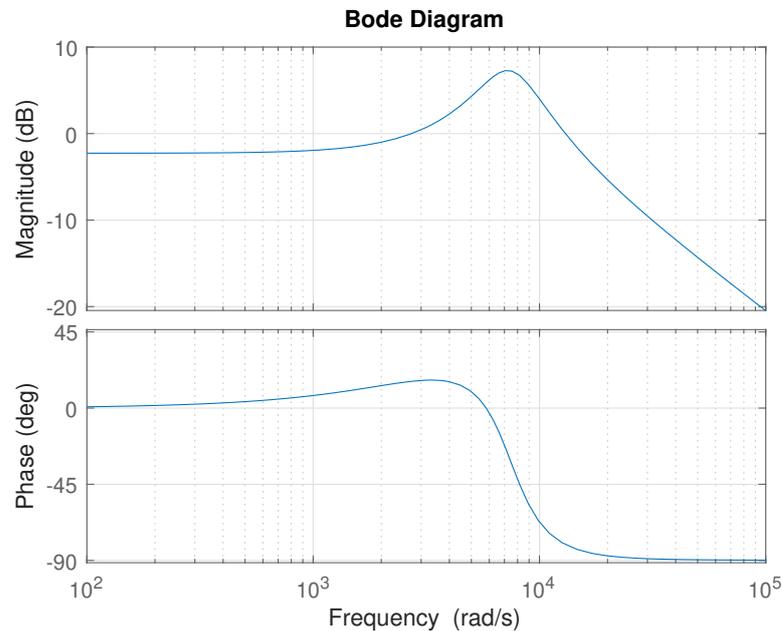
Como já foi especificado, a partir da função transferência da planta para a malha de corrente do sistema, é possível analisar a dinâmica de malha aberta a partir da função transferência de laço aberto não compensada, dada abaixo:

$$FTL_{i_{NC}}(s) = K_{PWM} \cdot G_{id}(s) \cdot K_i. \quad (112)$$

Considerando os ganhos K_{PWM} e K_i unitários, para simplificação do projeto, obtém-se:

$$FTL_{i_{NC}}(s) = G_{id}(s) = \frac{169,5 \cdot 10^{-6} s + 0,77}{0,018 \cdot 10^{-6} s^2 + 0,000086 s + 1}. \quad (113)$$

A resposta em frequência da função transferência de malha aberta não compensada para malha de corrente é apresentada na Figura 40.

Figura 40 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC}$ da malha de corrente.

Fonte: autor (2024).

Os requisitos para o controle são:

1. Estabelecer uma frequência de cruzamento menor que a frequência de comutação do conversor, garantindo uma operação estável e eficaz da malha de controle. Isso ocorre porque o compensador atuará na planta levando em conta o seu comportamento médio, simplificando o controle. Dessa maneira, considerando uma frequência de comutação de 20000 Hz, optou-se por uma frequência de cruzamento de $f_c = 2000$ Hz, garantindo uma efetiva atenuação das componentes de alta frequência provenientes da comutação.

A frequência de cruzamento é escolhida de tal forma que atenua os sinais de alta frequência que podem causar danos na bateria, como exemplo a geração de calor excessivo, reduzindo a vida útil. Dessa maneira, uma boa prática é utilizar o valor da frequência de cruzamento uma década abaixo da frequência de chaveamento.

2. Margem de fase ($M_\phi = 60^\circ$), visto que apresenta um bom compromisso entre desempenho dinâmico e estabilidade na resposta do sistema.

Resumindo, os parâmetros de projeto definidos para a malha de corrente são dados pela Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros do projeto do controlador de corrente.

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	$\omega_c = 2\pi(2000\text{Hz})$
Margem de fase	$M_\phi = 60^\circ$

Fonte: autor (2024).

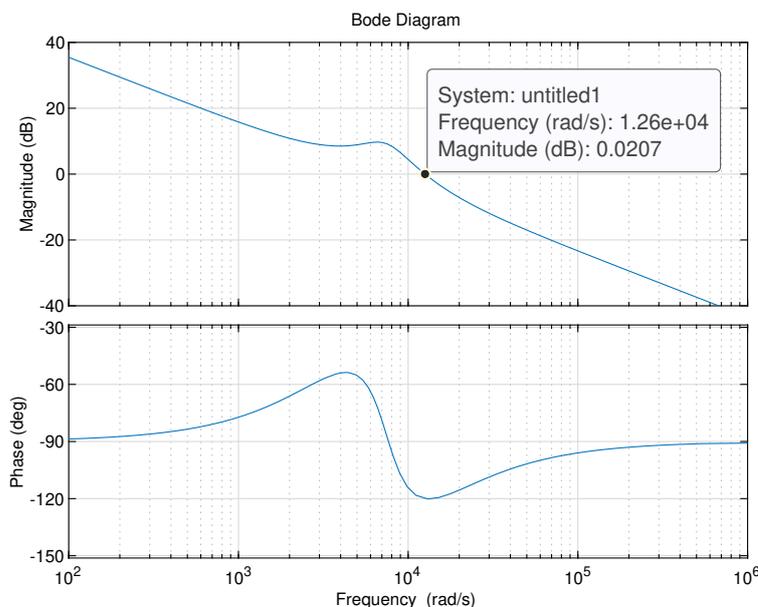
Definidos os parâmetros de controle, projeta-se um controlador PI pelo *software* Matlab com a ferramenta *pidtuner*, sendo esta capaz de encontrar os parâmetros ideais das equações (69) e (70) para o compensador, de acordo com as especificações desejadas. Dessa forma, tem-se que $k_p = 0,717$, ao passo que $T_i = 0,00022$, o que resulta em:

$$PI(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right), \tag{114}$$

$$PI(s) = 0,717 \left(1 + \frac{1}{0,00022s} \right). \tag{115}$$

Com isso, a resposta em frequência do sistema compensado pode ser obtida, conforme representado na Figura 41.

Figura 41 – Diagrama de Bode para $FTLA_C$ da malha de corrente.



Fonte: autor (2024).

Observa-se que os resultados aproximados no diagrama de Bode estão de acordo com os parâmetros de projeto estipulados, ou seja, a atenuação dos sinais de

alta frequência foi obtida pela escolha adequada da frequência de cruzamento, filtrando os sinais de alta frequência indesejados e resultando em uma operação estável do controle. As simulações são mostradas no capítulo 4.

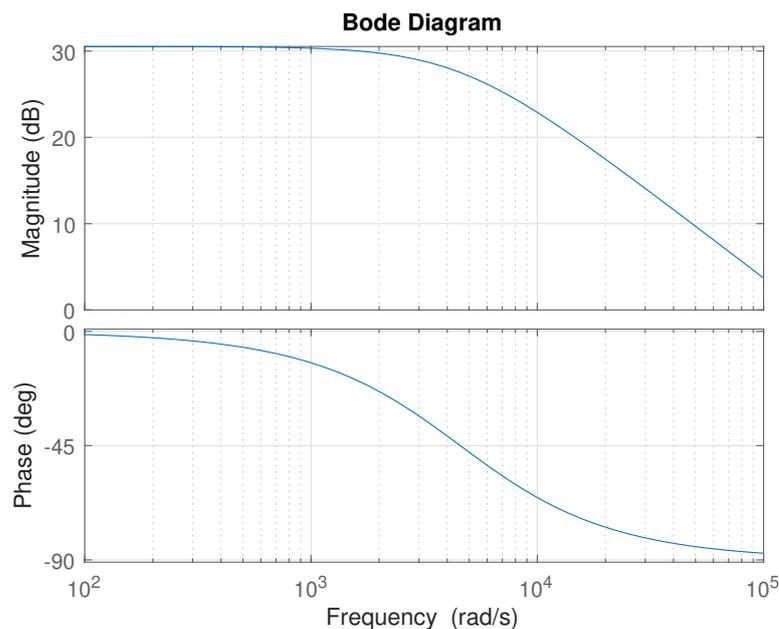
3.5.2 Controle de malha de tensão para carregamento da bateria

A função transferência de laço aberto não compensado da malha de tensão é dada por :

$$FTLA_{V_{NC}}(s) = G_{V_i}(s) = \frac{33,6}{219,07 \cdot 10^{-6}s + 1} \quad (116)$$

A resposta em frequência da função transferência de malha aberta não compensada desse sistema é ilustrada na Figura 42.

Figura 42 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC}$ da malha de tensão.



Fonte: autor (2024).

Assim, da mesma maneira que no projeto do controlador para malha de corrente, na malha de tensão é necessário os seguintes requisitos:

1. A dinâmica da malha de tensão não deve influenciar na da malha de corrente, assim, escolheu-se uma frequência de cruzamento 4 vezes menor para malha de tensão, ou seja, $f_c = 500$ Hz.
2. Margem de fase ($M_\phi = 60^\circ$), visto que apresenta um bom compromisso entre desempenho dinâmico e estabilidade na resposta do sistema.

Resumindo:

Tabela 7 – Parâmetros do projeto do controlador de tensão.

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	$\omega_c = 2\pi(500\text{Hz})$
Margem de fase	$M_\phi = 60^\circ$

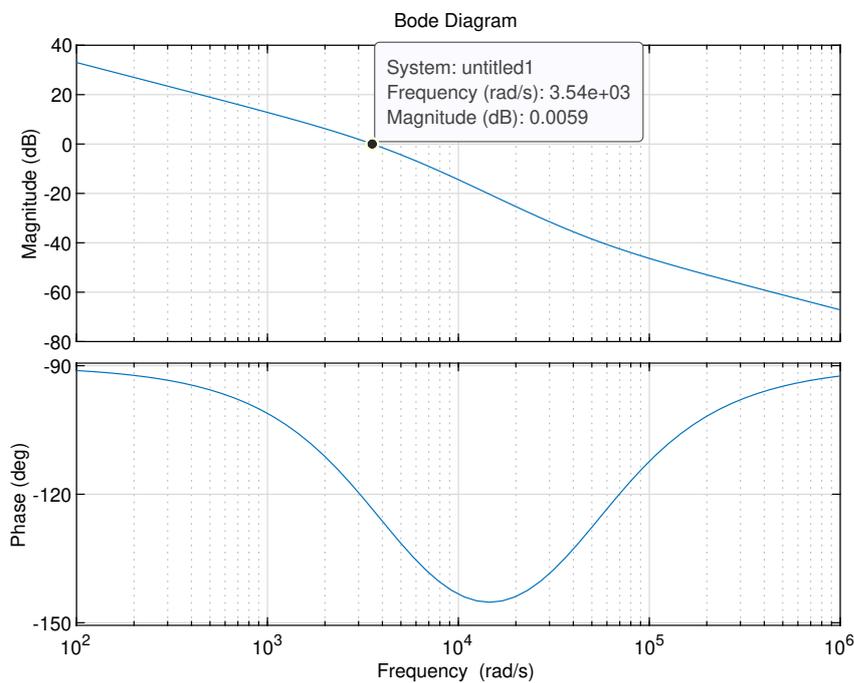
Fonte: autor (2024).

Utilizando o *pidtuner*, encontrou-se $k_p = 0,00286$ e $T_i = 0,00002$, encontrando o seguinte compensador de tensão:

$$PI(s) = 0,00286 \left(1 + \frac{1}{0,00002s} \right). \tag{117}$$

Com isso, a resposta em frequência do sistema compensado é:

Figura 43 – Diagrama de Bode para $FTLA_C$ da malha de tensão.



Fonte: autor (2024).

Observa-se que os resultados aproximados no diagrama de Bode estão de acordo com os parâmetros de projeto estipulados. Resultados de simulação são apresentados no Capítulo 4.

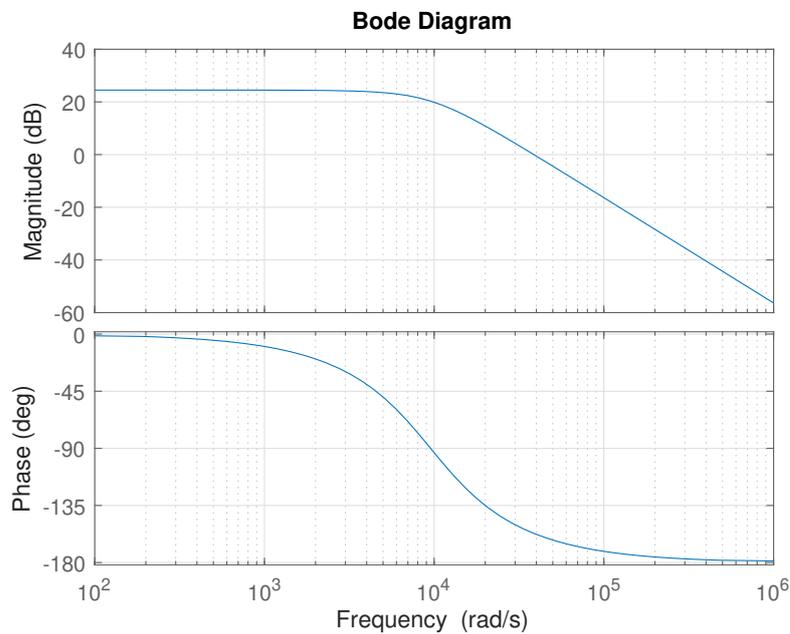
3.5.3 Controle de tensão para o carregamento dos LEDs

O projeto de controle de tensão para alimentação dos LEDs será realizado de maneira similar ao que já foi apresentado. Dessa forma, consideram-se os ganhos unitários e inicia-se encontrando a $FTLAV_{NC}$:

$$FTLAV_{NC}(s) = G_{vd}(s) = \frac{16,8}{11,02 \cdot 10^{-9}s^2 + 0,17 \cdot 10^{-3}s + 1}. \quad (118)$$

A resposta em frequência observada é dada pela Figura 44.

Figura 44 – Diagrama de Bode para $FTLAV_{NC}$ da malha de tensão.



Fonte: autor (2024).

Para o controle da tensão, foi utilizado uma frequência de cruzamento com valor de 1000 Hz. Além disso, vale citar que a redução da frequência de cruzamento em relação a de comutação é feita para realizar uma diminuição da frequência percebida pelos LEDs, isso pois, a circulação de corrente em alta frequência pode estressar o material semicondutor, elevar perdas e reduzir a vida útil do LED. Os parâmetros de controle são observados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros do projeto do controlador de corrente.

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	$\omega_c = 2\pi(1000\text{Hz})$
Margem de fase	$M_\phi = 60^\circ$

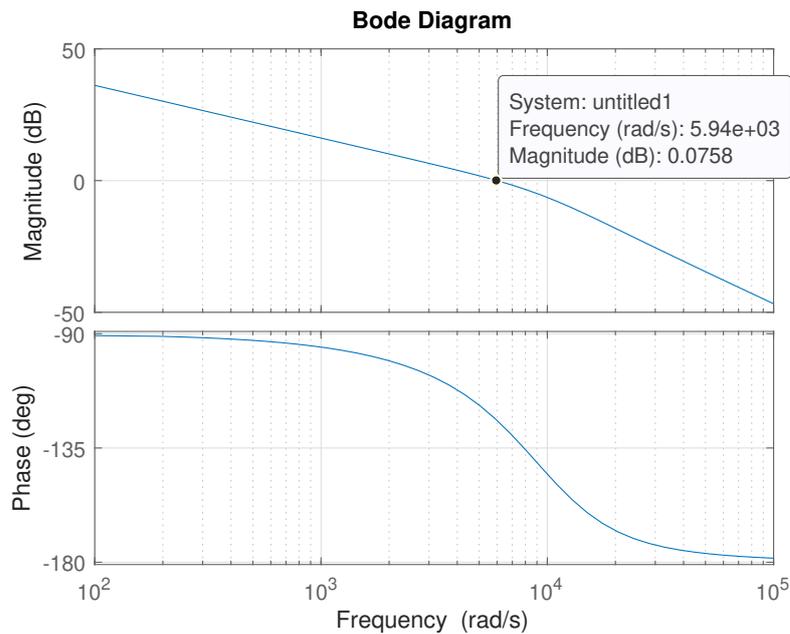
Fonte: autor (2024).

Assim, o controlador projetado, por meio do *pidtuner*, possui o seguinte formato:

$$PI(s) = 0,03 \left(1 + \frac{1}{9,9 \cdot 10^{-5}s} \right). \quad (119)$$

Com isso, a resposta em frequência do sistema compensado é observada na Figura 45.

Figura 45 – Diagrama de Bode para $FTLA_C$ da malha de tensão.



Fonte: autor (2024).

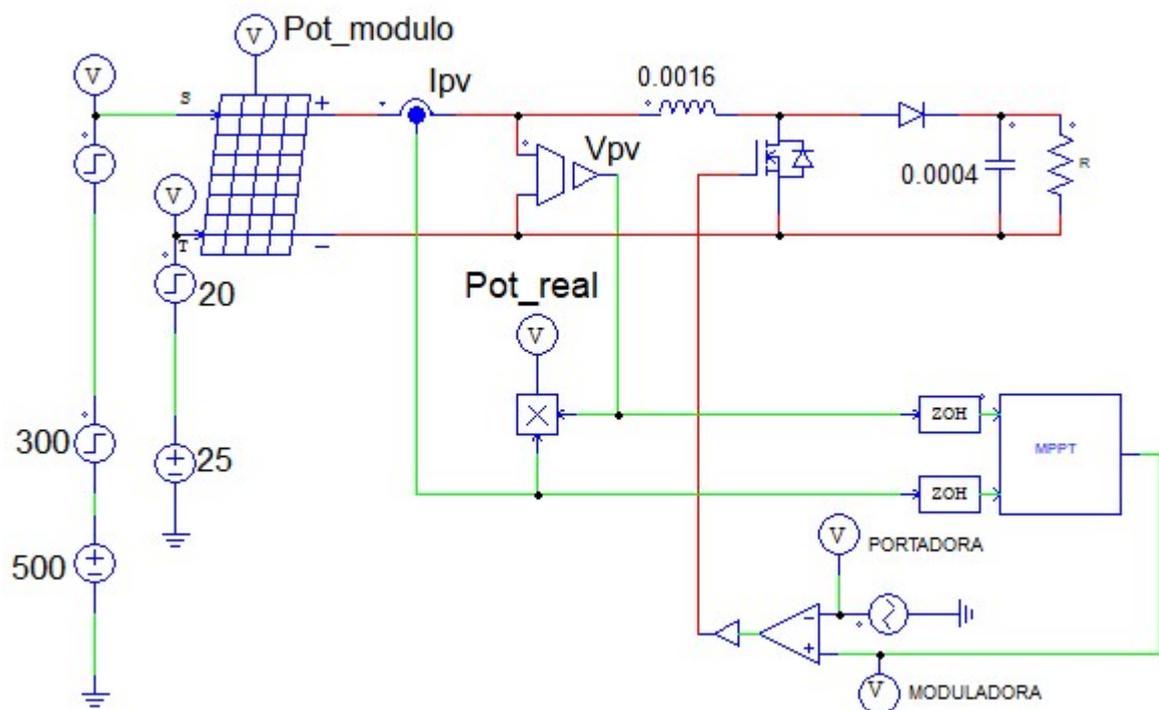
Os resultados estão de acordo com as especificações de projeto.

4 RESULTADOS

O modelo do projeto visa representar a simulação do esquemático representado no capítulo 1. Porém, tendo em vista que simulações são executadas considerando passos de cálculos infinitesimais (da ordem de microssegundos), devido à frequência de comutação de quilohertz, experimentou-se dificuldade em realizar a simulação completa do sistema. A quantidade de pontos para representar todas as formas de onda em uma única simulação resultava em estouro da memória do computador. Assim, diante da impossibilidade de expandir os recursos computacionais, optou-se por realizar a simulação de cada estágio de processamento de energia de forma independente. Com isso, o conjunto foi separado e simulado em três circuitos independentes, como será mostrado nos próximos tópicos.

4.1 SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO 1 - APLICAÇÃO MPPT

Figura 46 – Esquemático do circuito de potência do conversor *boost* com MPPT - Estágio 1.

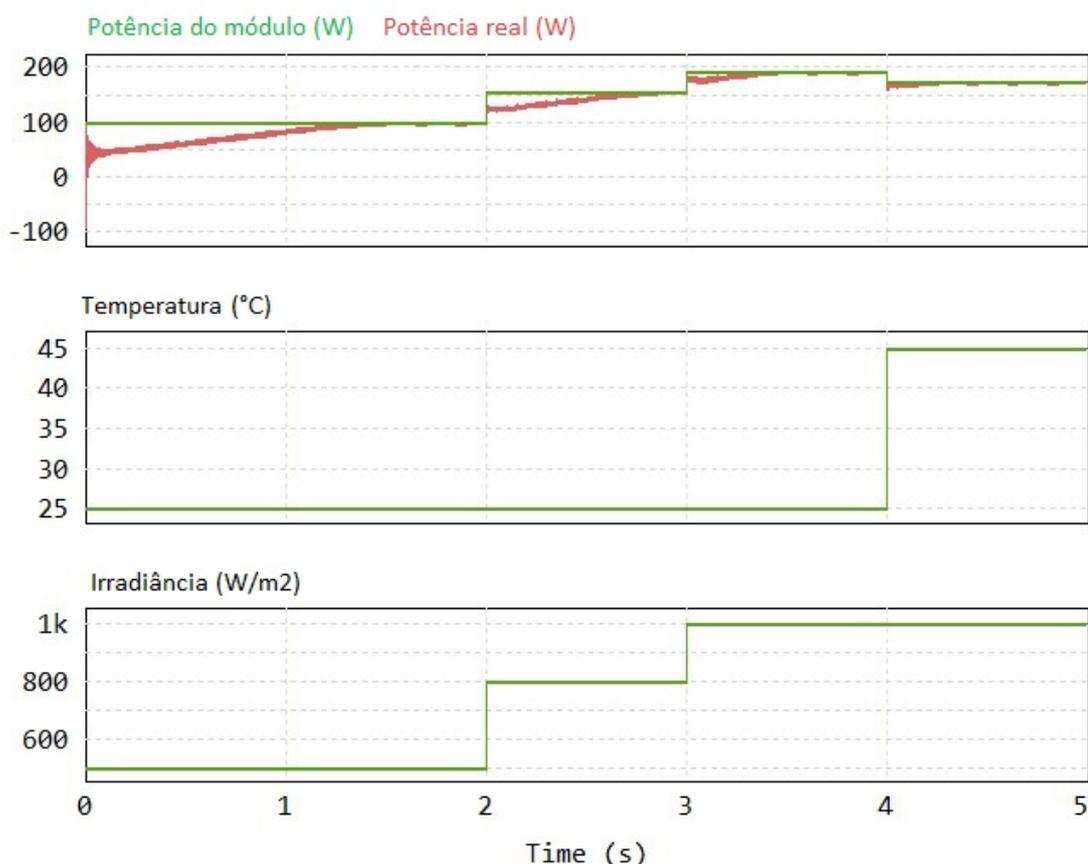


Fonte: autor (2024).

A seguir, é possível visualizar a simulação da potência extraída do sistema com o uso da técnica MPPT perturba e observa com passo fixo, em vermelho, bem como a potência ideal do módulo fotovoltaico no MPP é dada em verde. As variações

de irradiância e temperatura foram introduzidas para validar a técnica utilizada. Essa técnica foi escolhida devido à sua eficiência, ao fácil entendimento e implementação, visto que não exige recursos computacionais avançados.

Figura 47 – Curva de potência para passo de 0,01.



Fonte: autor (2024).

A análise dos resultados revela que o sistema requer algum tempo para atingir a referência, isso pois, como já citado, o método perturba e observa ajusta a tensão em pequenos incrementos fixos, nesse caso, um passo de 0,01, que pode resultar em aumento ou diminuição da potência. Dessa maneira, esse processo pode ser relativamente lento, uma vez que uma boa prática é a utilização de passos pequenos para o incremento, visto que não é desejado que a potência fotogerada oscile de forma drástica em torno do ponto de máxima potência.

Para demonstrar com mais clareza essa questão dos passos de incremento, mantendo as mesmas variações de temperatura e irradiância, se refez a simulação com um passo de 0,5, conforme ilustrado na Figura 48.

Figura 48 – Curva de potência para passo de 0,5.



Fonte: autor (2024).

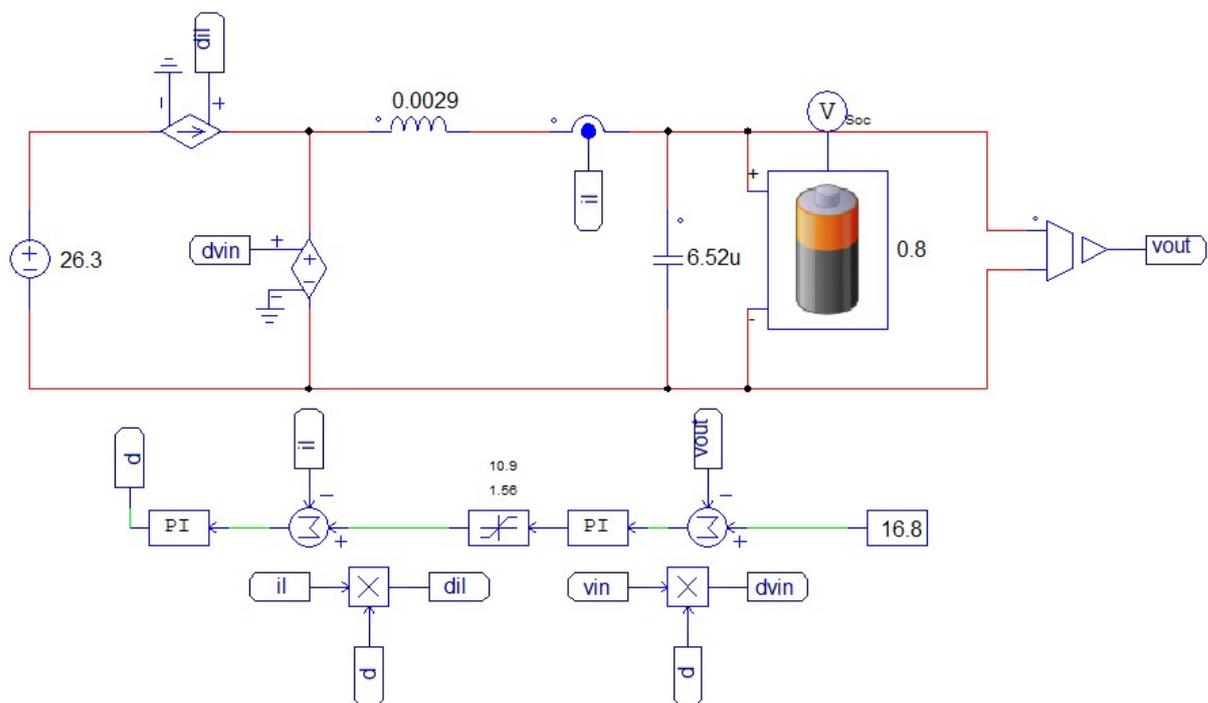
Tal como se pode verificar, com o passo de 0,5, a resposta converge mais rapidamente para valores próximos da referência, comparado com o passo de 0,01. Porém, como observado, esse comportamento é acompanhado pelo aumento da oscilação. Esses são resultados já esperados para o método utilizado, uma vez que o perturba e observa nunca alcança o MPP, mas sim fica oscilando em torno dele.

4.2 SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO 2 - CARREGAMENTO DA BATERIA

Para a simulação do carregamento da bateria, foi implementado o modelo médio do conversor *buck*. O modelo comutado, por possuir dinâmicas de alta frequência, requer menor passo de cálculo e, portanto, solicita maior capacidade de processamento. Visto que não há memória suficiente, e capacidade de processamento no computador disponível, o modelo comutado foi substituído pelo modelo médio, eliminando a dinâmica de comutação.

Com isso, de acordo com a Figura 49, o interruptor pode ser representado por uma fonte de corrente, ao passo que o diodo é representado por uma fonte de tensão, como demonstrado na seção 2.5.

Figura 49 – Esquemático modelo médio - Estágio 2.



Fonte: autor (2024).

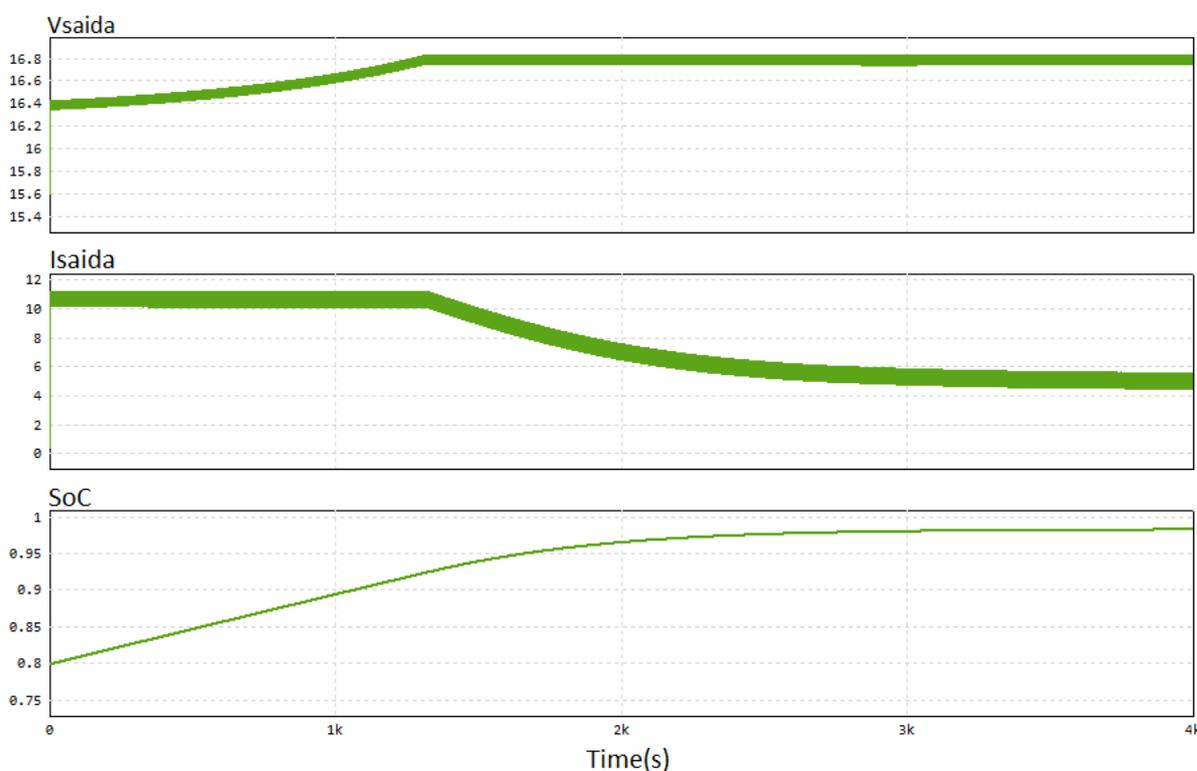
Para realizar o carregamento, considerou-se uma fonte de tensão de entrada que simula a tensão de máxima potência (V_{mpp}), fornecida pelo módulo fotovoltaico ao conversor *buck*, a partir do rastreamento realizado pelo MPPT.

Na Figura 49 é mostrado o controle em cascata, sendo aplicado na malha externa um controle de tensão, já na malha interna um controle de corrente, como demonstrado pelo diagrama da Figura 38. Primeiramente, é lido o valor V_{out} e comparado com a tensão de referência, assim, o erro gerado é inserido em um controlador do tipo proporcional-integral (PI), neste caso o compensador de tensão, que fornece a referência de corrente i_L . Além disso, há uma saturação no limitador, que está de acordo com a limitação de corrente máxima de recarga da bateria para que o processo

de recarga ocorra sem extrapolar os limites seguros de operação. Assim, o sinal segue para ser comparado com a referência de corrente e, por fim, passa pelo controlador PI compensador de corrente.

Uma simulação longa (4000 segundos) foi realizada para verificar o comportamento de carga da bateria. As tensões e correntes são apresentadas na Figura 50. Nela, ocorre a troca do modo CC para CV a partir da tensão V_{corte} . O limitador foi utilizado com valor máximo de 10,9 A e mínimo de 1,56 A, referentes ao valor seguro aproximado de 0,7C e 0,1C, respectivamente. Nessa simulação, a bateria foi iniciada com um estado de carga de 80%.

Figura 50 – Carregamento da bateria.



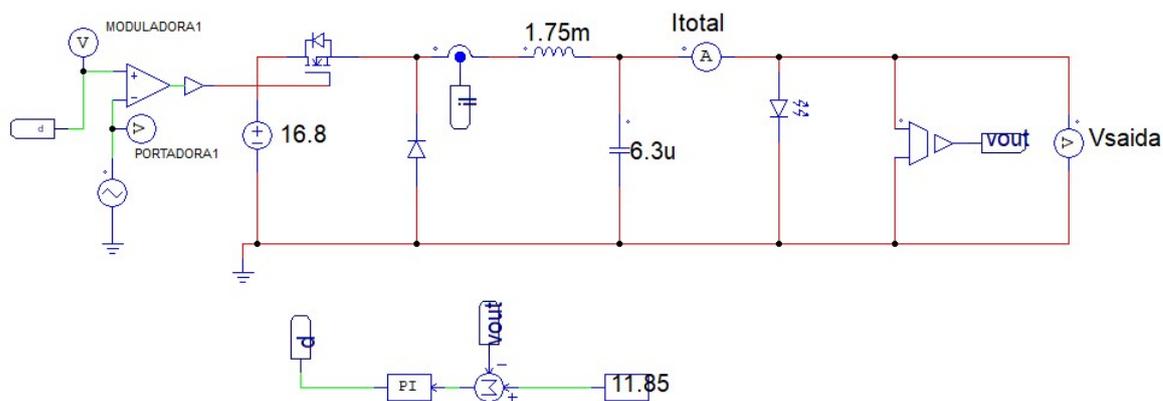
Fonte: autor (2024).

De acordo com a Figura 50, percebe-se que a bateria é carregada no modo corrente constante (CC), até que a tensão atinja valores aproximados da tensão de corte (V_{corte}), neste caso, definida como 16,8 V. A partir disso, passa para o modo CV, ou seja, a tensão se mantém constante, ao passo que a corrente cai exponencialmente, garantindo a eficiência das etapas do processo. Além disso, acrescenta-se que foi possível realizar o carregamento por completo da bateria, uma vez que o SoC se iniciou em 80% e terminou em 100%, após finalizar os dois estágios CC e CV.

4.3 SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO 3 - ALIMENTAÇÃO DOS LEDS

O terceiro estágio, responsável pela alimentação dos LEDs, segue representado na Figura 51.

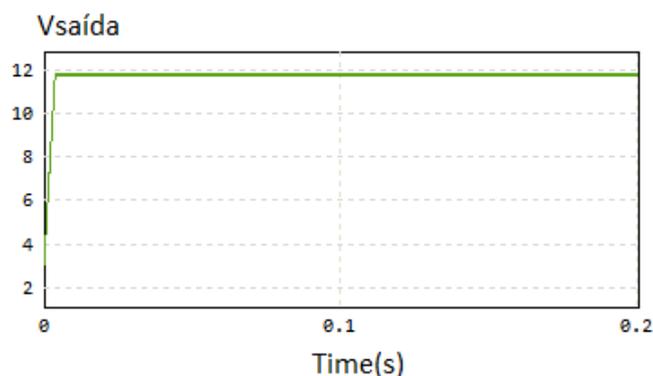
Figura 51 – Esquemático do circuito de alimentação dos LEDs - Estágio 3.



Fonte: autor (2024).

De acordo com a figura acima, foi utilizado um único LED que equivale aos 8 grupos com 4 séries em série. A tensão total aplicada ao componente precisa ser de 11.8V. Além disso, uma fonte de tensão de 16.8 V é utilizada para simular a carga fornecida pela bateria aos LEDs. A curva obtida é demonstrada na Figura 52.

Figura 52 – Tensão de alimentação dos LEDs.



Fonte: autor (2024).

De acordo com a Figura 52, alcançou-se a tensão de saída desejada de 11,8 V para os LEDs, conforme discutido no capítulo anterior, demonstrando que o controle foi projetado de maneira correta, visto que a tensão alcançou a tensão de sentido direto, seguindo a referência setada.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um estudo do desenvolvimento de um sistema de iluminação para áreas remotas, a partir da utilização de técnicas de controle de corrente e tensão para carregamento da bateria e alimentação dos LEDs. Além disso, o modelo contém o método de perturba e observa para realizar o rastreamento de máxima potência no módulo fotovoltaico, buscando máxima eficiência no funcionamento.

O resultado obtido está de acordo com o que foi proposto inicialmente. Isso pois, mesmo com a variação de radiação solar e temperatura, foi possível rastrear o ponto de máxima potência do módulo. Além disso, o carregamento da bateria também ocorreu de maneira eficiente, seguindo corretamente as etapas de corrente constante e tensão constante, a partir da implementação das malhas de controle em cascata para regulação de tensão e corrente proposta inicialmente para aplicação. Por fim, a partir do rastreamento e controle aplicado, foi possível alimentar os LEDs e fazer o sistema funcionar como desejado.

Para melhorias futuras, vale utilizar o método perturba e observa com passo variável. Essa abordagem permite rastrear o ponto de máxima potência de maneira mais rápida, além de resultar em uma menor oscilação em torno do ponto desejado. Vale citar também, a realização das simulações em uma máquina mais potente, com intuito principal conseguir agrupar todo o processo e trabalhar em uma única simulação.

Por fim, o desenvolvimento do protótipo seria uma maneira mais concreta de visualizar o projeto funcionando na prática. É importante acrescentar que, conforme destacado no documento, a seleção de um conversor *boost*, elevador, para realizar o MPPT é puramente didática, e foi realizada para que o autor aprofundasse seus conhecimentos além do conversor *buck*, abaixador. Em uma aplicação prática, contudo, o MPPT poderia ser integrado ao conversor buck do segundo estágio, que acumularia as funções de MPPT e controlador de carga do banco de baterias de íons de lítio.

REFERÊNCIAS

(IRENA), International Renewable Energy Agency. **The energy transition in Africa: Opportunities for international collaboration with a focus on the G7**. Abu Dhabi: IRENA, 2024. ISBN 978-92-9260-600-8. Disponível em: <https://www.irena.org/publications>.

BERGER, Felipe; SALVADOR, Marcos A; PEREIRA, Thiago A; LAZZARIN, Telles B; COELHO, Roberto F. Metodologia para Modelagem de Conversores Utilizando o Circuito Equivalente de Thévenin. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 2, p. 151–160, 2018.

CALCAGNO, Wesller. **Projeto e Controle de Conversor CC-CC Clássico para Carregador de Baterias de Lítio**. 2023. TCC – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.

COELHO, Roberto Francisco; CONGER, Filipe M; MARTINS, Denizar Cruz. A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems. *In*: IEEE. 2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). [S.l.: s.n.], 2010. P. 1–6.

CREE, INC. **J Series 2835 3V LED Product Family**. [S.l.: s.n.], 2023. Accessed: 2024-06-04. Disponível em: https://br.mouser.com/ProductDetail/Cree-LED/JE2835AWT-R-U35GA0000-N0000001?qs=wnTfsH77Xs6TPqbpevbFXw%3D%3D&mgh=1&gad_source=1&gclid=CjwKCAjws9ipBhB1EiwAccEi1Ik3dkjx_7WzAzwnXfsf1EFJjV5Hma6y0ru55e5r-ru2E93Ii13dMxoCcugQAvD_BwE.

EDUARDO, Carlos. **Conversor Modular Aplicado ao Carregamento de Veículos Elétricos a partir de uma Bateria Estacionária Residencial**. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) – Universidade Federal do Santa Catarina, Florianópolis.

ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016.

HUSSEIN, Ala Al-Haj; BATARSEH, Issa. A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 60, n. 3, p. 830–838, 2011.

KYOCERA. **Datasheet do Painel Solar Kyocera KC200GT**. Japão, 2023. Disponível em: <https://www.datasheets.com/pt/part-details/kc200gt-kyocera-62747508>.

LINDEN, D.; REDDY, T. **Handbook of Batteries**. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2001. (McGraw-Hill handbooks). ISBN 9780071414753. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=XquySsZp5jsC>.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. [S.l.]: Edição dos Autores, 2006.

MARTINS, Denizar Cruz; COELHO, Roberto Francisco; SANTOS, Walbermark Marques Dos. Técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos: revisão e novas propostas. *In*: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. [S.l.: s.n.], 2011.

MORAES, Caio. **Eletrônica de potência - Análise de conversores buck em condução contínua**. [S.l.: s.n.], 2024b.

<https://eletronicadepotencia.com/analise-do-conversor-buck-em-mcc/>. Acesso em: 20 abr. 2024.

MORAES, Caio. **Eletrônica de potência - Controle multimalhas aplicado ao conversor buck mcc**. [S.l.: s.n.], 2024d.

<https://eletronicadepotencia.com/controle-multimalhas-aplicado-ao-conversor-buck-mcc/>. Acesso em: 23 abr. 2024.

MORAES, Caio. **Eletrônica de potência - Conversor boost passo a passo**.

[S.l.: s.n.], 2024a. <https://eletronicadepotencia.com/conversor-boost-mcc/>. Acesso em: 28 abr. 2024.

MORAES, Caio. **Eletrônica de potência - Modelo dinâmico do conversor buck**. [S.l.: s.n.], 2024c.

<https://eletronicadepotencia.com/modelagem-dinamica-do-conversor-buck/>. Acesso em: 23 abr. 2024.

ROCHA, Nuno Miguel Martins da; BRIGHENTI, Lucas Lapolli; PASSOS, Júlio César; MARTINS, Denizar Cruz. Photovoltaic Cell Cooling as a Facilitator for MPPT. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 17, n. 10, p. 1569–1577, 2019.

SALDAÑA, Gaizka; SAN MARTIN, José Ignacio; ZAMORA, Inmaculada; ASENSIO, Francisco Javier; OÑEDERRA, Oier. Analysis of the current electric battery models for electric vehicle simulation. **Energies**, MDPI, v. 12, n. 14, p. 2750, 2019.

SCHUTTENBERG, Carolina. **Projeto e Simulação de Controlador de Carga para um Sistema de Alimentação Fotovoltaica para Instrumentos Industriais**. 2017. TCC – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.

SHEN, Weixiang; VO, Thanh Tu; KAPOOR, Ajay. Charging algorithms of lithium-ion batteries: An overview. *In*: IEEE. 2012 7th IEEE conference on industrial electronics and applications (ICIEA). [S.l.: s.n.], 2012. P. 1567–1572.

SIQUEIRA, Marcelo. **Desenvolvimento de carregador rápido para veículos elétricos**. 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) – Universidade Federal de Itajubá, Itajubá.

SOLAR, Bosun. **Bosun BJ Series High Lighting Efficiency Integrated Solar Street Light**. [S.l.: s.n.], 2024. Accessed: 2024-06-23. Disponível em: <http://pt.bosunsolar.com/bosun-bj-series-high-lighting-efficiency-integrated-solar-street-light-product/>.

TAR, Bora; FAYED, Ayman. An overview of the fundamentals of battery chargers. *In*: IEEE. 2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). [S.l.: s.n.], 2016. P. 1–4.

VILLALVA, Marcelo Gradella; GAZOLI, Jonas Rafael; RUPPERT FILHO, Ernesto. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009.

APÊNDICE A – CÓDIGO MPPT E DO CONTROLE DA BATERIA E DOS LEDS

A.1 CÓDIGO DO CONTROLADOR DE TENSÃO DA BATERIA

```
G_tensao = tf([33.6],[33.6*6.52*10^-6 1]);
fc = 500;
s = tf('s');
[C, Info] = pidtune(G_tensao, 'PI', 2*pi*fc);
C_tensao = C.Kp + C.Ki/s;
T = C.Kp / C.Ki;
opts = bodeoptions;
opts.FreqUnits = 'Hz';
bodeplot(G_tensao, opts);
hold on;
bodeplot(C_tensao * G_tensao, opts);
grid on;
hold on;
legend ("FTLANC", "FTLAC");
```

A.2 CÓDIGO DO CONTROLADOR DE CORRENTE DA BATERIA

```
G_corrente = tf([169.52e-6 0.77], [0.018e-6 0.000086 1]);
fc = 2000;
s = tf('s');
[C, Info] = pidtune(G_corrente, 'PI', 2*pi*fc);
C_corrente = C.Kp + C.Ki/s;
T = C.Kp / C.Ki;
opts = bodeoptions;
opts.FreqUnits = 'Hz';
bodeplot(G_corrente, opts);
hold on;
bodeplot(G_corrente * C_corrente, opts);
grid on;
legend ("FTLANC", "FTLAC");
```

A.3 CÓDIGO DO CONTROLADOR DE TENSÃO DOS LEDS

```
G_tensao = tf([16.8], [11.02*10^-9 0.17*10^-3 1]);
fc = 1000;
```

```

s = tf('s');
[C, Info] = pidtune(G_tensao, 'PI', 2*pi*fc);
C_tensao = C.Kp + C.Ki/s;
T = C.Kp / C.Ki;
opts = bodeoptions;
opts.FreqUnits = 'Hz';
bodeplot(G_tensao, opts);
hold on;
bodeplot(C_tensao * G_tensao, opts);
grid on;
legend ("FTLANC", "FTLAC");

```

A.4 CÓDIGO DO PERTURBA E OBSERVA

```

#include <Stdlib.h>
#include <String.h>

int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;
int g_nStepCount=0;

void SimulationStep(
    double t, double delt, double *in, double *out,
    int *pnError, char * szErrorMsg,
    void ** reserved_UserData,
    int reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
{
    static double V_atual, I_atual, V_anterior=0, I_anterior=0,
    Delta_P, P_atual;
    static double P_anterior=0, D=0.5, step=0.1;

    V_atual=in[0];
    I_atual=in[1];
    P_atual=V_atual*I_atual;

    Delta_P=P_atual - P_anterior;

    if (Delta_P>0)
    {

```

```
        if (V_atual>V_anterior)
        {
            D=D-step;
        }
        else
        {
            D=D+step;
        }
    }
else
{
    if (V_atual>V_anterior)
    {
        D=D+step;
    }
    else
    {
        D=D-step;
    }
}

V_anterior=V_atual;
I_anterior=I_atual;
P_anterior=P_atual;

if (D>1) D=1;
if (D<0) D=0;
out[0]=D; // Atualiza saida
}
```