

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

BRUNO DA SILVA DALLAN
MARCIO TIETSCHÉ ORSI FERREIRA DEL POÇO
MÁRIO FELIPE DA SILVA SZCZEPANSKI BENTO

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE CARGA
PARA UM BANCO DE BATERIAS SUPRIDAS POR UM GERADOR
FOTOVOLTAICO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2017

BRUNO DA SILVA DALLAN
MARCIO TIETSCHKE ORSI FERREIRA DEL POÇO
MÁRIO FELIPE DA SILVA SZCZEPANSKI BENTO

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE CARGA
PARA UM BANCO DE BATERIAS SUPRIDAS POR UM GERADOR
FOTOVOLTAICO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso Superior de Engenharia de Controle e Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica - DAELT, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Elder Oroski

CURITIBA
2017

BRUNO DA SILVA DALLAN
MARCIO TIETSCHKE ORSI FERREIRA DEL POÇO
MÁRIO FELIPE DA SILVA SZCZEPANSKI BENTO

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE CARGA PARA UM BANCO DE BATERIAS SUPRIDAS POR UM GERADOR FOTOVOLTAICO

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro de Controle e Automação, do curso de Engenharia de Controle e Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 28 de novembro de 2017.

Prof. Paulo Sérgio Walenia, Esp.
Coordenador de Curso
Engenharia de Controle e Automação

Prof. Amauri Amorin Assef, Dr.
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia de Controle e Automação do DAELT

ORIENTAÇÃO

Elder Oroski, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Elder Oroski, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Jair Urbanetz Júnior, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia de Controle e Automação

Aos nossos pais, nossos portos seguros, que nos suportaram em amor até aqui; a todos os que nos educaram, apoiaram e guiaram para essa conquista.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter-nos dado capacidade saúde e força para superar as dificuldades.

Ao nosso orientador Prof. Dr. Elder Oroski, pelo suporte, correções e incentivos.

Aos nossos pais, pelo amor, incentivo e apoio incondicional nas dificuldades encontrada pelos caminhos da vida, nos momentos tristes e felizes.

E a todos que direta ou indiretamente fizeram parte de nossa formação.

Muito obrigado.

”Nossa maior fraqueza está em desistir. O caminho mais certo de vencer
é tentar mais uma vez.”
Thomas Edison

RESUMO

DALLAN, Bruno da S., DEL POÇO, Marcio T. O. F., BENTO, Mário F. da S. S.. DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE CARGA PARA UM BANCO DE BATERIAS SUPRIDAS POR UM GERADOR FOTOVOLTAICO. 82 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Engenharia de Controle e Automação, Departamento Acadêmico de Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Para que a aplicação do uso de energias renováveis seja de fato efetiva, faz-se necessário a ampliação do conhecimento das mesmas através de pesquisa e desenvolvimento tecnológico. O trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um carregador para um sistema de geração fotovoltaico, regido pelo algoritmo Seguidor de Ponto de Potência Máxima, SPPM, e por um sistema de controle que atue sobre o conversor estático. A geração fotovoltaica possui alta relevância no cenário mundial devido à urgência de fontes e tecnologias que melhorem sua eficiência. O projeto buscou extrair a potência máxima do gerador fotovoltaico a fim de carregar o banco de baterias e, para o aprofundamento no assunto, houve pesquisa de dados a respeito de baterias, geração fotovoltaica, SPPM, sistemas de controle e topologia de conversor estático, todos pautados em revisão bibliográfica. A pesquisa foi sucedida da definição de qual algoritmo SPPM e qual controlador seriam usados, e logo em seguida o conversor estático foi dimensionado. A última etapa do procedimento foi a implementação do sistema e simulação em bancada. Os resultados obtidos demonstram o pleno funcionamento do controlador PID, bem como a extração da potência máxima do sistema. Com a solução obtida é possível afirmar que o sistema possui eficácia e a sua utilização em sistemas fotovoltaicos é satisfatório.

Palavras-chave: Conversor *Cúk*, Controlador de Carga, Seguidor de Ponto de Potência Máxima, SPPM

ABSTRACT

DALLAN, Bruno da S., DEL POÇO, Marcio T. O. F., BENTO, Mário F. da S. S.. DEVELOPMENT OF A LOAD CONTROL SYSTEM FOR A BATTERY BANK. 82 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Engenharia de Controle e Automação, Departamento Acadêmico de Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

For better application and usage of renewable energies and its effectiveness, it is necessary to increase the knowledge through research and technological development. The objective of this project is the development of a charger for a photovoltaic generation system, governed by the Maximum Power Point Follower, MPPT, algorithm and by a control system that rules the converter. The photovoltaic generation has a high relevance in the global scenario due to the urgency of sources and technologies that improve its efficiency. The project sought to extract the maximum power of the photovoltaic generator to recharge a battery, and to deepen the knowledge and achieve the project goals, studies on batteries, photovoltaic generation, MPPT, control systems and static converter topology, were conducted. Then the converter was dimensioned followed by the choice of the controller and MPPT technique. The last step of the procedure was the implementation of the system and simulation. The results obtained demonstrate the full operation of the PID controller, as well as the extraction of the maximum power point of the system. With the obtained solution it is possible to affirm that the system has efficiency and its use on photovoltaic systems is satisfactory.

Keywords: Ćuk Converter, Load Controller, Maximum Power Point Tracker, MPPT

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Escopo do projeto a ser implementado.	16
FIGURA 2	– Capacidade instalada mundial de sistemas fotovoltaicos.	20
FIGURA 3	– Irradiação global horizontal anual típica.	21
FIGURA 4	– Associação das células fotovoltaicas em série.	22
FIGURA 5	– a) Tensão de circuito aberto; b) Corrente de curto circuito; c) Alimentação de carga.	22
FIGURA 6	– Ponto de potência máxima com referência da corrente e tensão.	23
FIGURA 7	– <i>Fill Factor</i> (FF).	24
FIGURA 8	– Efeitos da irradiância e da temperatura sobre um módulo fotovoltaico. ...	24
FIGURA 9	– Modelo SPPM integrado com conversor estático.	25
FIGURA 10	– SPPM segundo método de indutância incremental.	26
FIGURA 11	– Imagem interna de uma bateria com as células em série e os separadores.	27
FIGURA 12	– Etapas do processo de carga.	32
FIGURA 13	– Eficiência do carregamento em diferentes temperaturas.	33
FIGURA 14	– Representação conversor CC-CC simplificado.	35
FIGURA 15	– Conversor <i>Step-down</i> (<i>Buck</i>).	36
FIGURA 16	– Modos de operação do Conversor <i>Step-down</i>	37
FIGURA 17	– Conversor <i>Step-up</i> (<i>Boost</i>).	38
FIGURA 18	– a) Etapa 1 chave fechada; b) Etapa 2 chave aberta.	38
FIGURA 19	– Principais formas de onda.	39
FIGURA 20	– Característica ideal de transferência estática do conversor CC-CC.	40
FIGURA 21	– Topologia do conversor <i>Ćuk</i>	41
FIGURA 22	– Primeira etapa de funcionamento do conversor <i>Ćuk</i>	42
FIGURA 23	– Segunda etapa de funcionamento do conversor <i>Ćuk</i>	42
FIGURA 24	– Ganho estático para corrente.	44
FIGURA 25	– Topologia Simulação.	47
FIGURA 26	– Corrente na saída.	48
FIGURA 27	– Corrente no indutor de entrada.	48
FIGURA 28	– Tensão chave e capacitor de entrada.	49
FIGURA 29	– Ondulação de tensão no capacitor de entrada.	49
FIGURA 30	– Corrente e tensão na bateria.	50
FIGURA 31	– Comportamento da corrente na carga (<i>setpoint</i> 5A) com distúrbio de tensão na entrada.	50
FIGURA 32	– Comportamento da corrente na carga (<i>setpoint</i> 3 A) com distúrbio de tensão na entrada.	51
FIGURA 33	– Gráfico corrente na saída e <i>setpoint</i>	51
FIGURA 34	– Indutores construídos.	53
FIGURA 35	– Conversor finalizado.	54
FIGURA 36	– Controlador TIVA C Series TM4C123GH6PMI.	54
FIGURA 37	– Placa construída com o circuito <i>driver</i>	55
FIGURA 38	– Sensor de corrente ACS712.	56
FIGURA 39	– Sensor de tensão utilizado.	56

FIGURA 40	– Frequência 50 kHz e PWM atuando.	58
FIGURA 41	– PWM atuando com circuito amplificador.	59
FIGURA 42	– Filtro de Kalman aplicado no sensor de corrente.	59
FIGURA 43	– Evolução da corrente com a variação da razão cíclica.	60
FIGURA 44	– Forma de onda no MOSFET sem circuito <i>Snubber</i>	61
FIGURA 45	– Forma de onda de corrente na saída do conversor.	61
FIGURA 46	– Forma de onda de corrente no indutor de entrada.	62
FIGURA 47	– Comportamento da corrente na saída do conversor com tempo de estabilização menor.	63
FIGURA 48	– Comportamento da corrente na saída do conversor.	63
FIGURA 49	– Erro de regime permanente.	64
FIGURA 50	– Comportamento da corrente na saída do conversor - Fonte com filtro na entrada.	64
FIGURA 51	– Comportamento da corrente na saída do conversor com variação de <i>setpoint</i>	65
FIGURA 52	– Forma de onda com a aplicação do algoritmo SPPM.	66
FIGURA 53	– Circuito de potência real do conversor <i>Ćuk</i>	72
FIGURA 54	– Principais formas de onda em regime permanente.	73
FIGURA 55	– Detalhe da ondulação de tensão ΔV_o e da ondulação ΔI_{Lo}	78

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Vantagens e Desvantagens da Bateria de Ácido-Chumbo.	29
TABELA 2	– Vantagens e Desvantagens da Bateria de Lítion-Íon.	30
TABELA 3	– Vantagens e Desvantagens da Bateria de Níquel Cádmio.	30
TABELA 4	– Fórmulas para o dimensionamento.	45
TABELA 5	– Dados do Sistema Fotovoltaico.	46
TABELA 6	– Valores dimensionados.	46
TABELA 7	– Componentes para montagem dos indutores	52
TABELA 8	– Componentes para a construção do conversor	53

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAELT	Departamento Acadêmico de Eletrotécnica
FF	<i>Fill Factor</i>
HRES	Sistema de Energia Híbrido Renovável (<i>Hybrid Renewable Energy System</i>)
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MU	Unidade de Microgeração (<i>Microgeneration Unit</i>)
NI	<i>National Instruments</i>
PPM	Ponto de Potência Máxima
PV	Fotovoltaica (<i>Photovoltaic</i>)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SES	Sistema Eletrônico Especializado (<i>Specialized Electronic System</i>)
SOC	<i>State of Charge</i>
SPPM	Seguidor de Ponto de Potência Máxima
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	TEMA	15
1.1.1	DELIMITAÇÃO DO TEMA	15
1.2	PROBLEMAS E PREMISSAS	16
1.3	OBJETIVOS	17
1.3.1	OBJETIVO GERAL	17
1.3.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	17
1.4	JUSTIFICATIVA	17
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	18
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	18
2	GERAÇÃO DE ENERGIA	20
2.1	INTRODUÇÃO	20
2.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	21
3	BANCO DE BATERIA	27
3.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	27
3.2	TIPOS DE BATERIA	28
3.3	BATERIAS SECUNDÁRIAS	28
3.4	BATERIA DE ÁCIDO-CHUMBO	31
3.4.1	ESTADO DA CARGA	31
3.4.2	PROCESSO DE CARGA DA BATERIA DE ÁCIDO-CHUMBO	32
4	CONVERSÃO	34
4.1	INTRODUÇÃO	34
4.2	DEFINIÇÃO	34
4.3	CONVERTOR <i>BUCK</i>	36
4.4	CONVERTOR <i>BOOST</i>	37
4.4.1	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	38
4.4.2	CARACTERÍSTICA IDEAL DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA DO CONVERTOR <i>BOOST</i>	39
4.5	CONVERTOR <i>ĆUK</i>	40
4.5.1	CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA	43
4.6	DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO	45
4.6.1	SIMULAÇÃO COM DISTÚRBO	50
5	CONSTRUÇÃO	52
5.1	CONVERTOR	52
5.2	MICROCONTROLADOR	54
5.3	CIRCUITO <i>DRIVER</i>	55
5.4	SENSORES DE CORRENTE E TENSÃO	55
5.4.1	SENSOR DE CORRENTE	56
5.4.2	SENSOR DE TENSÃO	56
5.5	FILTRO DE KALMAN	57
5.6	PID	57

6	RESULTADOS E DISCUSSÕES	58
7	CONCLUSÕES, DESAFIOS E TRABALHOS FUTUROS	67
	REFERÊNCIAS	69
	Apêndice A – DEFINIÇÕES DAS FÓRMULAS UTILIZADAS	72
A.1	ANÁLISE QUANTITATIVA DE UM CIRCUITO PRÁTICO	72
A.2	DETERMINAÇÃO DAS ONDULAÇÕES DE CORRENTE	74
A.2.1	CÁLCULO DE ΔI_E (ONDULAÇÃO DE CORRENTE DE ENTRADA)	74
A.2.2	RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO MÉDIA NO CAPACITOR C E A TENSÃO DE ENTRADA E	74
A.2.3	CÁLCULO DE ΔI_{L_o} (ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR I_{L_o})	75
A.3	RELAÇÃO ENTRA A TENSÃO MÉDIA NA CARGA (V_o) E A TENSÃO DE ENTRADA E	76
A.4	DETERMINAÇÃO DAS ONDULAÇÕES DE TENSÃO	77
A.4.1	CÁLCULO DE ΔV_C (ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR C)	77
A.4.2	CÁLCULO DE ΔV_o (ONDULAÇÃO DE TENSÃO NA CARGA)	77
	Apêndice B – CÓDIGO PARA DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	79
	Apêndice C – CÓDIGO DO FILTRO DE KALMAN	82

1 INTRODUÇÃO

A eletricidade é de extrema importância para a sociedade, tanto para o setor industrial quanto para o urbano, é um fator que pode influenciar o crescimento econômico de um país (KHARE *et al.*, 2016). Com a emissão de gás carbônico e gases tóxicos por fontes convencionais de energia e o constante aumento da demanda de energia elétrica, a busca por meios renováveis de energia vem ganhando espaço no mundo (MARISARLA; KUMAR, 2013).

Energias renováveis são aquelas que são provenientes de recursos naturais e sendo naturalmente reabastecidos, como a energia solar, eólica, biomassa, geotérmica, hídrica e dos oceanos. Estas fontes não são poluentes, com exceção da biomassa, em que há liberação de dióxido de carbono pela queima de resíduos orgânicos (PENA, 2014).

O uso de energias renováveis demanda pesquisa e desenvolvimento tecnológico. Neste contexto, o presente trabalho atuou no projeto do edital da *National Instruments* (NI) do qual a Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) participa. O nome do projeto é *Renewable Energy Microgeneration Management System* (MicroER), cujo objetivo principal foi desenvolver um sistema eletrônico especializado (*Specialized Electronic System* - SES) para gerenciar e monitorar a produção, o armazenamento e o consumo de uma unidade de microgeração (*Microgeneration Unit* - MU), composta por módulo fotovoltaico e gerador eólico, sendo que o presente projeto abordou apenas alguns elementos.

A utilização de um gerador fotovoltaico sem um dispositivo de armazenamento torna-o ineficaz em certos períodos do dia, por causa da flutuação das condições temporais e climáticas (Chang Chien *et al.*, 2011). Então fez-se necessária a implementação de um banco de baterias, fazendo com que assim a energia seja armazenada. Durante a lacuna de incidência, a bateria irá assumir o fornecimento de energia para a carga (MAHESH; SANDHU, 2015).

Existem vários modelos de baterias no mercado, sendo a tipo secundária relevante ao projeto. A característica mais relevante deste tipo de bateria é a capacidade de transformar energia elétrica em química e depois reverter o processo, com uma eficiência elevada e mudanças físicas que não limitam o ciclo de vida. As baterias de chumbo-ácido e alcalina,

que possuem vários tipos de configurações: Lítio, Zinco-Níquel, Ferro-Níquel, Eletrodo de Hidrogênio, se enquadram nesta categoria (LINDEN; REDDY, 2001).

A relevância de fontes de energia renovável aliada à necessidade de eficiência no armazenamento de energia gerada pela MU compõem a fundação deste trabalho. Com o desenvolvimento deste projeto, foi atendido os requisitos do MicroER, dentro do escopo das baterias. Dessa maneira pode-se culminar num sistema de microgeração mais atrativo, em termos de eficiência energética e ambientalmente amigável.

1.1 TEMA

Com intuito de corroborar com a aplicação de tecnologias voltadas para fontes renováveis, é proposto o desenvolvimento de um sistema de controle de carga para um banco de baterias supridas por um gerador fotovoltaico.

1.1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Dentro do escopo do MicroER, ocorreu o desenvolvimento de um carregador para o banco de baterias. Para que tal objetivo seja alcançado, deu-se o desenvolvimento e elaboração do conversor estático para a aplicação. Técnicas do algoritmo Seguidor do Ponto de Potência Máxima, SPPM, e controle do mesmo foram implementadas, com a finalidade de manter a operação do gerador em seu ponto de potência máxima.

No diagrama de blocos, Figura 1, pode ser observado o escopo do projeto que é dividido nas seguintes subáreas: módulo fotovoltaico, SPPM, controlador integrado com gerador de pulsos, conversor CC-CC, banco de bateria e monitoramento do estado de carga.

O módulo fotovoltaico e o banco de baterias são objetos de estudo, nos quais buscou-se entender sua operação e requisitos de funcionamento. O algoritmo SPPM, seção 2, determinou qual deve ser o ponto de operação do sistema a fim de alcançar o ponto de potência máxima do gerador, fornecendo o *setpoint* para o controlador. O controlador teve a função de fornecer a razão cíclica apropriado ao gerador PWM (*Pulse Width Modulation*). O conversor CC-CC, seção 4, operou sobre a corrente, conforme o *duty-cycle* gerido pelo sistema, e sua potência de saída alimentou o banco de baterias.

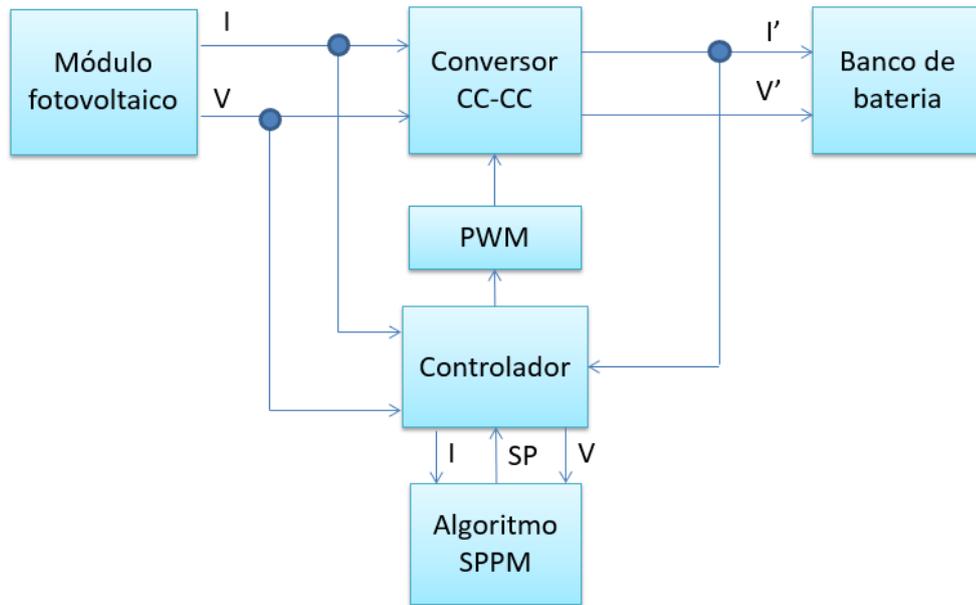


Figura 1: Escopo do projeto a ser implementado.

Fonte: Autoria Própria.

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

Partiu-se da premissa que o sistema iria gerir um módulo fotovoltaico, cuja tensão de saída opera entre 16 e 23 V em corrente contínua, tal variação é resultado de variáveis como incidência luminosa e ângulo da radiação solar sobre o módulo. Logo, teve-se a necessidade de utilizar um conversor estático, com finalidade de adequar a energia gerada do sistema para efetuar o carregamento das baterias.

Com a necessidade de utilização de um conversor estático, fez-se necessário de encontrar uma topologia adequada para situação. Outro desafio do projeto foi a de desenvolver uma malha de controle integrada com um seguidor de ponto de potência máxima, a fim de manter a operação do painel fotovoltaico na potência máxima e, ao mesmo tempo, entregando a energia de forma adequada para a bateria. Portanto, houve a necessidade de um aprofundamento no tema, com o objetivo de escolher e implementar um sistema que atenda aos requisitos de funcionamento.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GERAL

Visto que o trabalho atua na área de geração de energia fotovoltaica, seu objetivo geral é desenvolver um carregador para um gerador fotovoltaico, armazenando a energia em um banco de baterias. O dispositivo é regido por um Seguidor de Ponto de Potência Máxima, SPPM, e por um sistema de controle que atua sobre o conversor estático, no qual executa o carregamento.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O presente trabalho tem por objetivos específicos:

- Estudar o princípio de funcionamento de bateria estacionária de ácido-chumbo, bem como suas características;
- Estudar o funcionamento do sistema fotovoltaico;
- Investigar sobre seguidor de ponto de potência máxima;
- Investigar quais elementos de eletrônica de potência podem ser aplicados aos sistemas fotovoltaicos;
- Investigar qual método de controle será o mais adequado para o sistema e implementá-lo;
- Implementar um seguidor de ponto de potência máximo;
- Implementar o sistema de conversão e controle de energia para carregar o banco de baterias.

1.4 JUSTIFICATIVA

O tema de geradores fotovoltaicos, além de ser muito atual, possui alta relevância no cenário mundial, devido a demanda por tais fontes de energia e tecnologias que melhorem sua eficiência (KHARE *et al.*, 2016). E nesse contexto que o projeto se enquadrou, pois buscou extrair a potência máxima do gerador fotovoltaico e carregar o banco de baterias.

O grupo se propôs a colaborar com MicroER, pois considerou uma excelente oportunidade de aliar conhecimentos da área de controle e eletrônica de potência com um

assunto tão discutido contemporaneamente. Além disso, a UTFPR foi a única universidade da América Latina contemplada com edital da *National Instruments*, que possibilitará a construção e instrumentação da unidade de microgeração híbrida.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O procedimento foi constituído de cinco etapas. A primeira etapa realizou-se pesquisa bibliográfica e a coleta de informações necessárias para poder dar continuidade no desenvolvimento do projeto. As buscas foram focadas nos seguintes temas:

- Características das baterias;
- Sistema de geração fotovoltaico;
- Seguidor de ponto de potência máximo;
- Sistemas de controles e modelagem;
- Topologias básicas de conversores.

A segunda etapa analisou e estudou as informações coletadas nos capítulos 2, 3 e 4 deste documento. Assim, tornou-se possível especificar o seguidor de ponto de potência máxima. Com isso, pode-se definir qual é o melhor controlador e realizou uma pré definição dos sistemas de controle, visando obter-se energia elétrica adequada para carregar as baterias.

Com o conversor definido, iniciou a terceira etapa, na qual realizou o dimensionamento dos componentes eletrônicos do conversor e a simulação em malha aberta. Dimensionado os mesmos, prosseguiu para a quarta etapa que ocorreu o estudo de técnicas de controle, que constituiu-se por pesquisas de técnicas de controle adequados a sistemas fotovoltaicos.

Após a definição do melhor controlador e em posse dos resultados obtidos nas outras etapas, iniciou a quinta etapa, a montagem, teste validação de funcionamento do protótipo.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho é dividido inicialmente em sete capítulos: Introdução; Energia Fotovoltaica; Conversores CC-CC; Bateria de Ácido-Chumbo; Construção; Resultados e Discussões; Conclusão.

Capítulo 1 - Introdução: neste capítulo será apresentado o tema a ser estudado, justificando a sua pertinência. Também contém uma apresentação da proposta, definição do tema, dos objetivos e motivação para o desenvolvimento do trabalho.

Capítulo 2 - Geração de Energia: dedica-se a geração fotovoltaica, que se constitui de uma breve introdução sobre o sistema, a construção dos módulos fotovoltaicos. Também, tem a parte relacionada ao Seguidor de Ponto de Potência Máxima (SPPM).

Capítulo 3 - Banco de Baterias: apresenta uma fundamentação sobre o assunto de baterias, tais como as baterias secundárias e mais especificamente a de ácido-chumbo, equipamento este que existe no projeto.

Capítulo 4 - Conversão: este capítulo aborda uma introdução de alguns conversores existentes, bem como o escolhido para utilização no trabalho. Também, realizou-se o dimensionamento e a simulação, bem como a apresentação de todos os cálculos necessários e gráficos para suportar a escolha.

Capítulo 5 - Construção: é mostrada todas as fases de montagem do protótipo com as ilustrações pertinentes e detalhamento das respectivas fases. Também aborda testes e validação finais.

Capítulo 6 - Resultados e discussões: neste capítulo apresenta-se o funcionamento do protótipo, bem como testes e validação finais. Com isto, é feita uma discussão dos valores obtidos nos testes.

Capítulo 7 - Conclusões, desafios encontrados e trabalhos futuros: neste capítulo é apresentada a conclusão geral, extraída do conjunto de todas as fases elencadas no presente trabalho de conclusão de curso

2 GERAÇÃO DE ENERGIA

2.1 INTRODUÇÃO

A luz solar é uma das alternativas de fonte energética mais promissoras para fornecer energia elétrica para o desenvolvimento do homem (PINHO; GALDINO, 2014). Nesse contexto, introduz-se a energia fotovoltaica, proveniente da conversão direta da luz em energia elétrica. Esse fenômeno ocorre através do efeito fotovoltaico, observado em 1839 por Edmond Becquerel, em que foi constatada uma diferença de potencial entre terminais de uma célula eletroquímica desencadeada pela absorção da energia luminosa (VALLÊRA; BRITO, 2006). Em 1876, surge o primeiro dispositivo fotovoltaico de estado sólido.

Somente em 1956 foi dado início da produção industrial das células fotovoltaicas (PINHO; GALDINO, 2014). A unidade fundamental para o processo de conversão da luz em energia elétrica é a célula fotovoltaica. Os módulos fotovoltaicos de silício monocristalino e silício policristalino representam 95% do mercado, pois são tecnologias consolidadas e possuem a melhor eficiência disponível comercialmente.

Segundo (PVPS, 2016), a capacidade instalada de sistema fotovoltaicos em 2016 foi de pelo menos 303 GW. A Figura 2 expressa a evolução da capacidade entre 2000 e 2016.

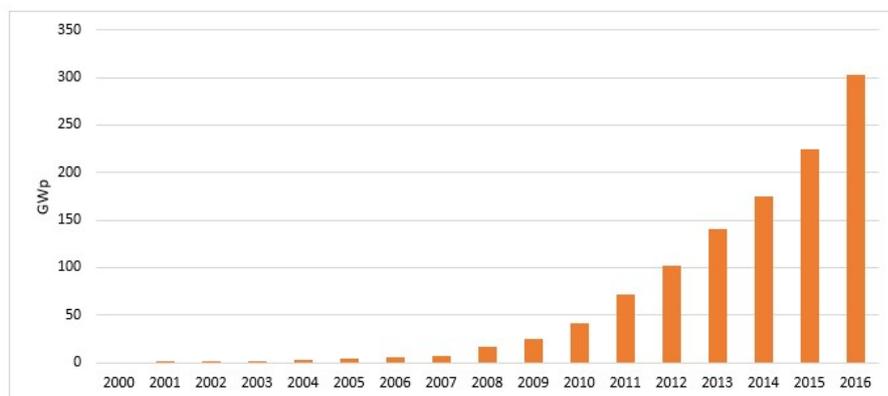


Figura 2: Capacidade instalada mundial de sistemas fotovoltaicos.

Fonte: Adaptado de Roney (2014).

De acordo com Da Rosa e Gasparin (2016), a irradiação no Brasil é superior a diversos países da Europa. A média nacional de irradiação global horizontal diária varia entre 4,1 e 6,5 kWh/m^2 , como pode ser observado na Figura 3, enquanto em países líderes em geração de energia solar, como Alemanha, varia entre 2,5 e 3,5 kWh/m^2 e Espanha entre 3,28 e 5,30 kWh/m^2 .



Figura 3: Irradiação global horizontal anual típica.

Fonte: Adaptado de Solar Gis apud (ROSA; GASPARIN, 2016).

2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Células fotovoltaicas usam materiais semicondutores, em maior parte o silício (PINHO; GALDINO, 2004), com a finalidade de converter diretamente a energia luminosa em energia elétrica. Cada célula fotovoltaica produz cerca de 0,6 V, por este motivo é necessário ligá-las tanto em série quanto em paralelo para obter maiores potências. Ao conectar células em série as tensões são somadas, ou seja, a tensão de saída do arranjo está associada a quantidade de células ligadas em série, como representado na Figura 4. Já na condição de células ligadas em paralelo, as correntes são somadas. Diversas células ligadas em série são chamadas de módulo fotovoltaico.

A mesma regra vale para os módulos fotovoltaicos, ligando-os em série as tensões são somadas, e em paralelo as correntes se somam.

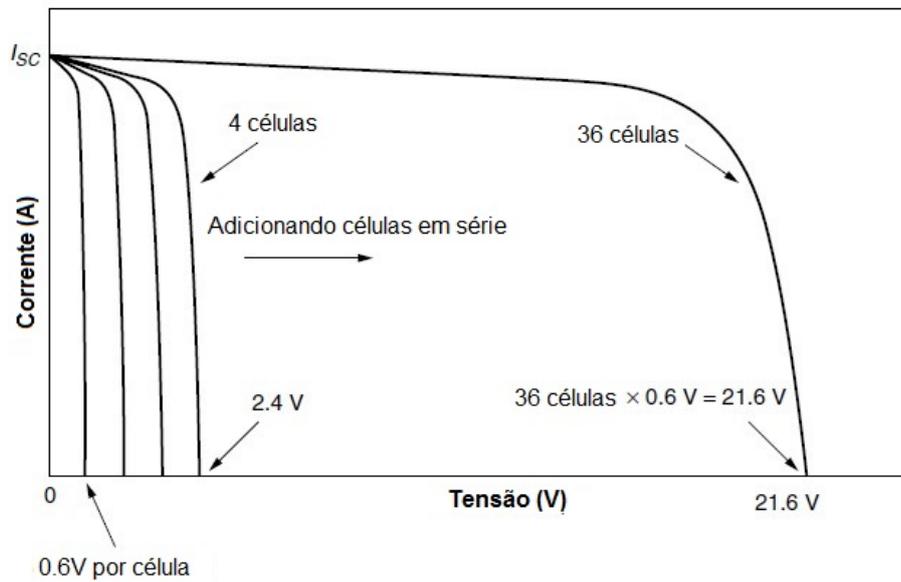


Figura 4: Associação das células fotovoltaicas em série.

Fonte: Adaptado de (MASTERS, 2004).

Enquanto um módulo fotovoltaico permanece sem carga, circuito aberto, o sistema produzirá a tensão de circuito aberto V_{oc} , sem que haja fluxo de corrente, Figura 5a. Se os terminais do módulo forem conectados, a corrente de curto circuito I_{sc} percorrerá o sistema, Figura 5b. Vale salientar que tal prática não danifica o módulo. Com essas características de I_{sc} e V_{oc} , é possível saber qual a faixa de operação do gerador. Já numa situação em que uma carga é conectada ao módulo, Figura 5c, a potência resultante é a combinação da corrente pela tensão. Em termos de projeto é importante conhecer a carga que o sistema alimentará e sua curva de carga para estipular a potência que deve ser entregue.

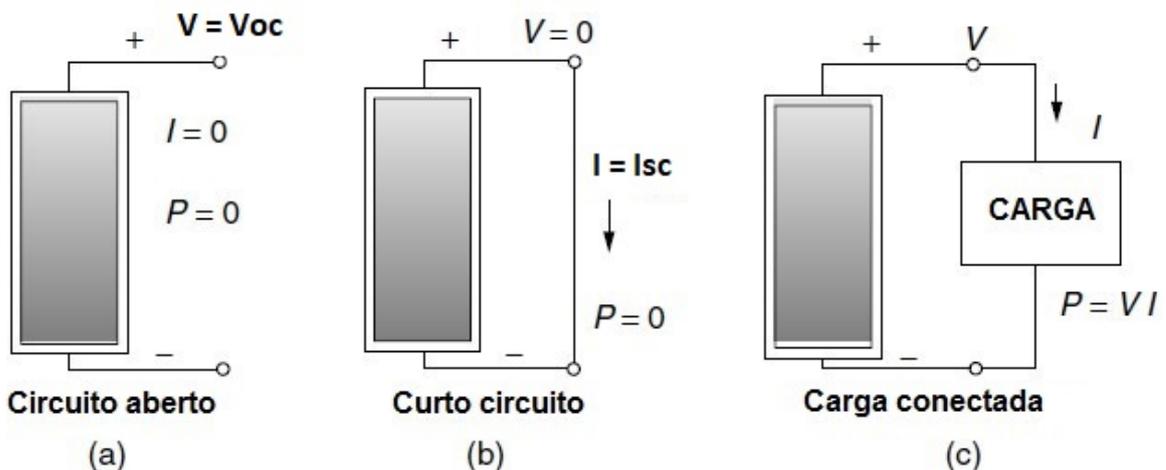


Figura 5: a) Tensão de circuito aberto; b) Corrente de curto circuito; c) Alimentação de carga.

Fonte: Adaptado de (MASTERS, 2004).

Uma característica muito importante, representada na Figura 6, dos módulos fotovoltaicos é conhecer o ponto de potência máxima - PPM, como o nome sugere, é a combinação de tensão e corrente em que é gerada a maior potência possível. Diversos módulos comerciais indicam quais os pontos de corrente I_{ppm} , tensão V_{ppm} que geram o PPM.

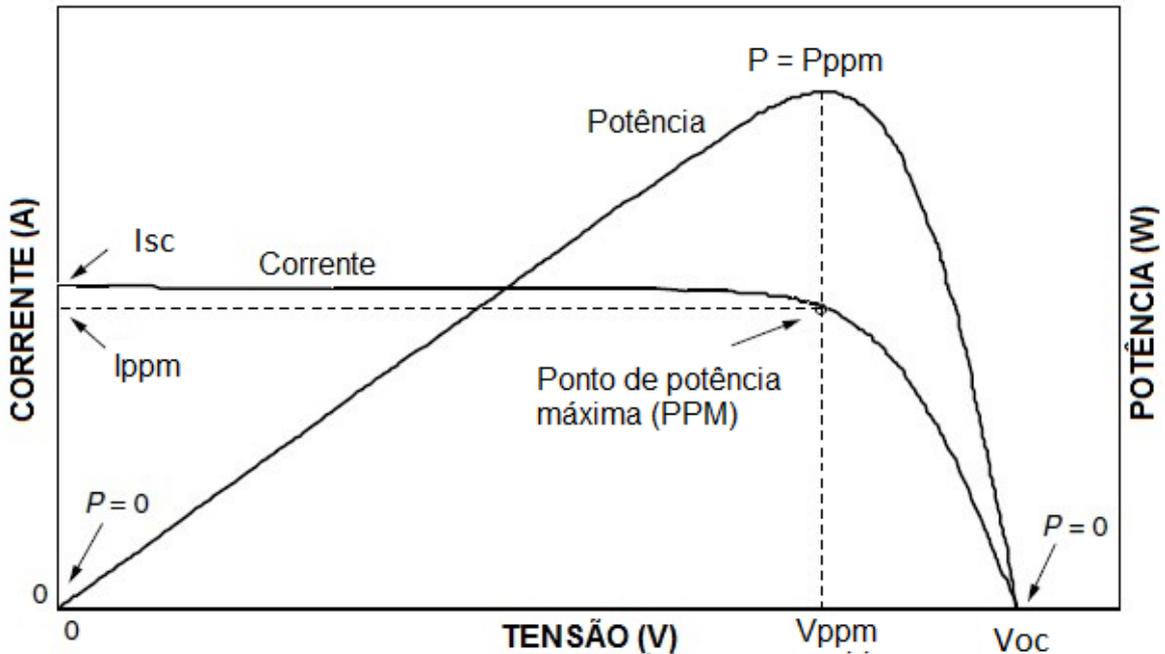


Figura 6: Ponto de potência máxima com referência da corrente e tensão.

Fonte: Adaptado de (MASTERS, 2004).

Outra maneira de visualizar o PPM é buscando a maior área retangular sob a curva IxV mostrado na Figura 7. Essa área sob a curva é chamada de *Fill Factor* (FF), caracterizada pela razão entre MPP pelo produto entre V_{oc} e I_{sc} . Esse parâmetro é uma ferramenta usada para classificar o desempenho de um módulo, dada pela equação (1). Geralmente o FF dos módulos fotovoltaicos varia entre 70 e 75%.

$$FF = \frac{PPM}{V_{oc} \cdot I_{sc}}. \quad (1)$$

Segundo dados do fabricante, o módulo possui o PPM igual a 85 W, tensão de circuito aberto de 22,1 V e corrente de curto circuito de 5,17 A, resultando num FF igual a 74,4%.

$$FF = \frac{85}{22,1 \cdot 5,17} = 74,4\%. \quad (2)$$

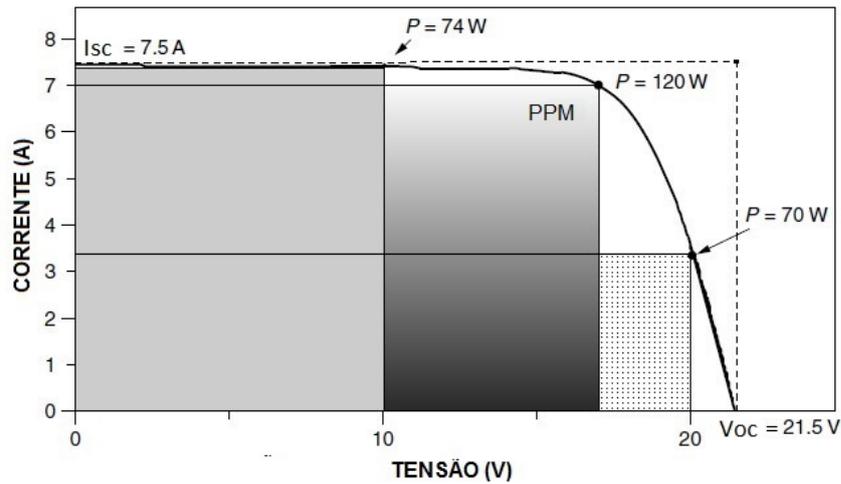


Figura 7: Fill Factor (FF).

Fonte: Adaptado de (MASTERS, 2004).

O desempenho do módulo fotovoltaico é diretamente afetado pela irradiação solar e temperatura. Conforme a temperatura sobe, a tensão de circuito aberto diminui, isso ocorre, pois, a corrente de saturação reversa (I_0) aumenta com a temperatura (DALLAN; SCHUMANN, 2015). Tal corrente flui no sentido contrário da corrente gerada pela fonte. Já a incidência luminosa tem um impacto mais relevante, pois está diretamente ligada a corrente do módulo.

Na Figura 8, a maior corrente disponível é sob a irradiação de $1000 W/m^2$, e sob $800 W/m^2$, há uma queda de quase 2 A. Essa variação, ainda que relativamente pequena, tem um impacto grande na geração de energia do sistema fotovoltaico. As melhores condições de operação para módulos fotovoltaicos são em dias frios e com alta irradiação luminosa.

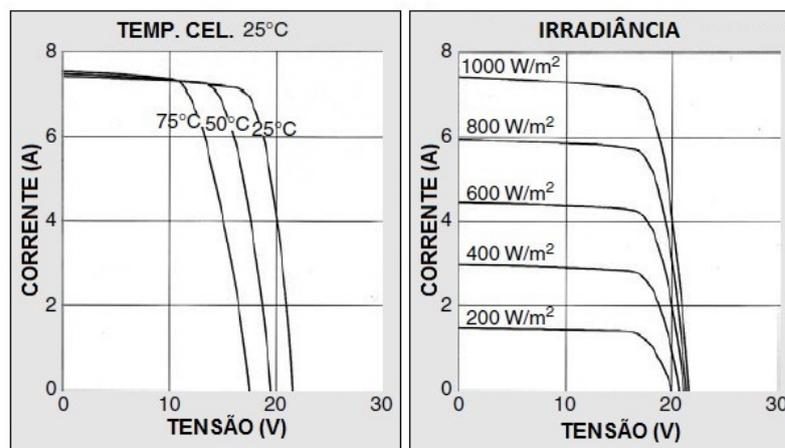


Figura 8: Efeitos da irradiação e da temperatura sobre um módulo fotovoltaico.

Fonte: Adaptado de (MASTERS, 2004).

A temperatura e irradiância afetam diretamente a potência gerada por um painel solar. Como essas condições atmosféricas não são constantes, o ponto de operação acaba se distanciando do ponto de potência máxima, PPM, gerando perdas no sistema. Portanto, é necessário a implementação de um algoritmo leve o ponto de operação do sistema o mais próximo possível do PPM.

O funcionamento do SPPM é nada mais que a realização da leitura de corrente e tensão. Esses dados são tratados por um algoritmo e então o sinal é enviado a um conversor estático, CC-CC, via pulso PWM, que fará o ajuste de corrente ou de tensão, é ilustrado sua arquitetura simplificada na Figura 9.

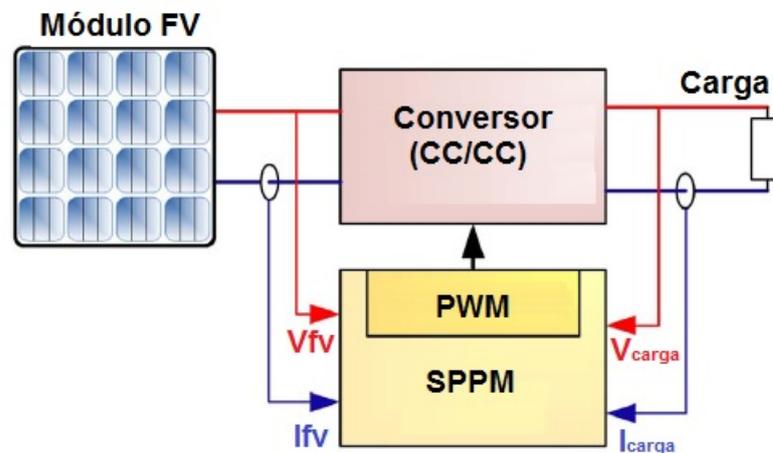


Figura 9: Modelo SPPM integrado com conversor estático.

Fonte: Adaptado de (KARAMI *et al.*, 2017).

O PPM é desconhecido ao sistema. Para que possa ser encontrado, são usados algoritmos de busca. Segundo Mastromauro, Liserre e Dell'aquila (2012), o método perturbar e observar, P&O, é um dos mais usados. Ele é baseado na tentativa e erro: a cada ciclo o controlador lê os valores de corrente em tensão, então perturba o ponto de operação, e, faz-se uma nova leitura das variáveis. Se a potência aumentou, a próxima perturbação na variável perturbada deve aumentar. Porém, se a potência medida diminuir, a variável também deve ser diminuída. Esse procedimento se repete até que o PPM seja alcançado.

Na Figura 10 é representado o fluxograma de funcionamento do método de P&O. Segundo Pai e Chao (2010), pelo fato do algoritmo gerar um constante incremento ou decremento ao redor do PPM, isso acarreta na diminuição da eficiência do sistema. Caso o passo escolhido seja muito pequeno, a oscilação no sinal de potência é reduzida, porém, o processo é prejudicado na velocidade. Se o passo for muito grande, o processo fica mais rápido e haverá maior oscilação na potência. Para solucionar esse problema, existe o método de indutância

incremental modificado (KARAMI *et al.*, 2017), onde o passo incremental é automaticamente ajustado. Quanto maior for a distância do ponto de operação em relação ao PPM, maior será o passo, e quão mais próximo do PPM, menor será o passo.

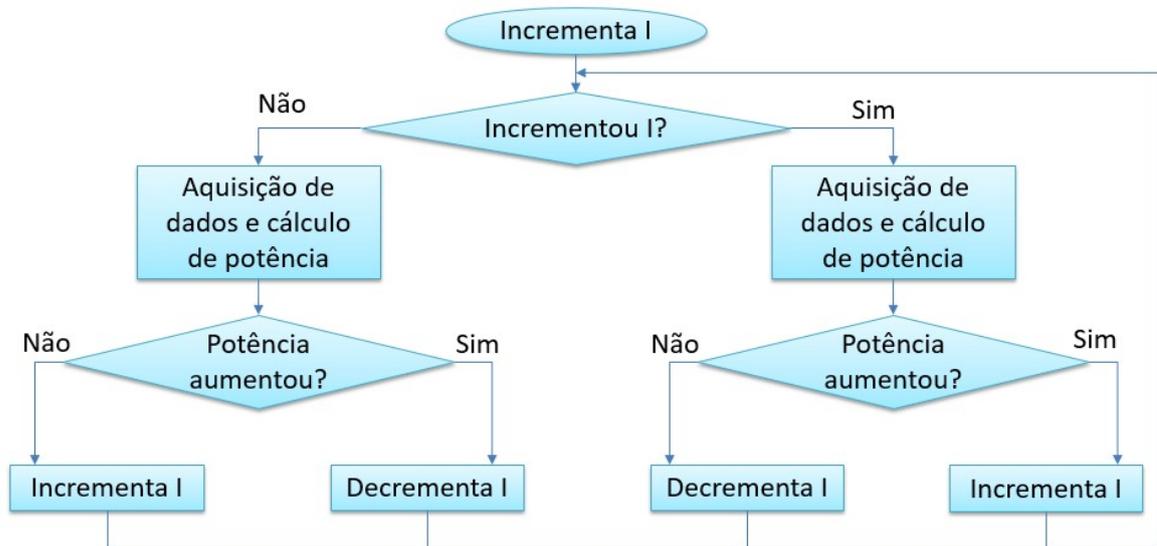


Figura 10: SPPM segundo método de indutância incremental.

Fonte: Autoria Própria.

Para que o sistema opere no ponto de potência máximo do módulo fotovoltaico é necessário a implementação do algoritmo SPPM. Por apresentar simplicidade e ser frequentemente aplicado nesse tipo de sistema, segundo Pai e Chao (2010), o método P&O foi escolhido para integrar o sistema.

3 BANCO DE BATERIA

3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A bateria, também denominada célula eletroquímica, é o dispositivo utilizado para a geração de corrente elétrica por meio de uma reação espontânea, em que há fluxo de elétrons através de um circuito. O dispositivo de geração de corrente elétrica através de reação química espontânea é denominado célula galvânica. Em tese, bateria é a junção de várias células galvânicas em série, para que através da soma das mesmas, seja obtida a tensão elétrica (ATKINS; JONES, 2009).

As células galvânicas possuem ânodos que são os polos negativos, cátodos que são os polos positivos, e são separadas entre si por uma membrana porosa cuja função é evitar o contato entre as células da bateria, como visto na Figura 11. Todas essas estruturas, ânodo, cátodo e separador, encontram-se imersas em solução eletrolítica (LINDEN; REDDY, 2001).

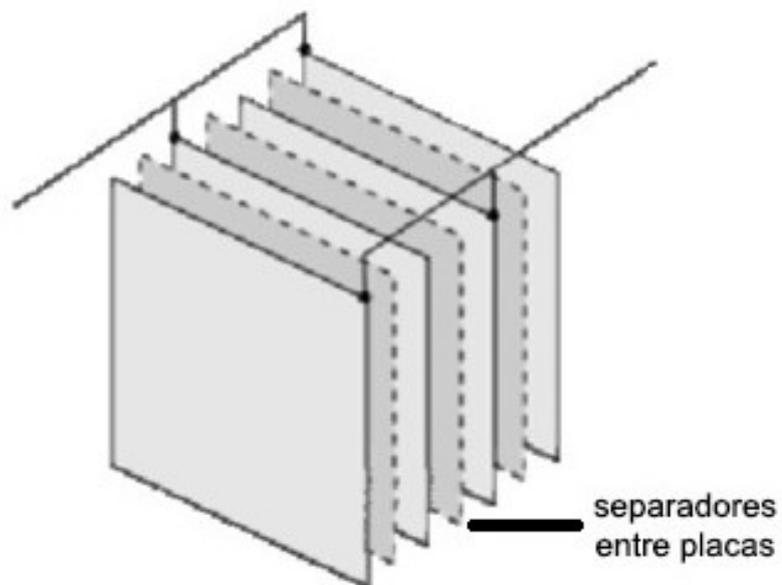


Figura 11: Imagem interna de uma bateria com as células em série e os separadores.

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2009).

O funcionamento da bateria transcorre basicamente em dois modos, descarga e carga. No primeiro modo transforma-se energia química em energia elétrica. Já no segundo ocorre uma reação eletroquímica de oxirredução, conhecida como eletrólise, na qual converte energia elétrica em energia química (SOUZA; MURTA, 2003).

3.2 TIPOS DE BATERIA

Existem quatro tipos de baterias: célula primária, célula secundária, célula reserva e célula de combustível.

A célula primária consegue armazenar uma maior quantidade de energia por ter uma auto descarga relativamente baixa, porém não são utilizadas em sistemas recarregáveis e logo após o seu uso são descartadas.

Por outro lado, as secundárias podem ser recarregadas ao seu estado inicial após serem utilizadas. Elas são utilizadas como dispositivo de armazenamento e também como uma bateria primária, porém podem ser recarregadas após a descarga (LINDEN; REDDY, 2001).

O terceiro tipo existente são as células reservas, as baterias deste tipo possuem o eletrólito separado dos outros componentes. Para o funcionamento, deve-se, primeiramente, aquecer liberando, assim, o eletrólito e tornando-o um condutor. Por conta da separação do eletrólito a auto descarga e deterioração química é praticamente inexistente. O design das baterias tipo célula de reserva atende requisitos de armazenamento extremamente longos ou ambientalmente severos que não permitem a utilização de uma outra bateria que seja “ativa”. Além disso, fornecem alta potência por curtos períodos de tempo, como em mísseis, torpedos e outros sistemas de armas (LINDEN; REDDY, 2001).

O último tipo de bateria é constituído pelas células de combustíveis, produto este que não possui um material ativo no interior de sua estrutura, pois terá um combustível externo que será utilizado para a conversão da energia química em elétrica. Uma vez que o fornecimento é cessado, a produção de energia irá se encerrar (LINDEN; REDDY, 2001).

3.3 BATERIAS SECUNDÁRIAS

As baterias secundárias são aquelas consideradas recarregáveis. Seu custo benefício é mais vantajoso a longo prazo, além de evitar grande descarte em comparação com a primária (LINDEN; REDDY, 2001).

O sistema de armazenamento utilizado no presente trabalho possui características importantes de uma bateria secundária, a saber:

1. O processo de carregamento e descarregamento ocorre de forma reversível, ou seja, se a fonte primária for desconectada, o banco de baterias entrará em funcionamento automaticamente e vice-versa;
2. Não ocorre alteração química no sistema;
3. Operação confiável dentro de uma faixa de temperatura.

Os componentes utilizados para a formação da bateria podem ser de ácido-chumbo, níquel-cádmio ou lítio-íon. Estes três tipos possuem um custo relativamente baixo, porém são desvantajosos do ponto de vista ambiental, uma vez que seus componentes internos são passíveis que causar riscos ao meio ambiente (BUCHMAN, 2016).

Para uma melhor análise de qual empregou-se no projeto foram realizadas comparações entre as construções existentes. As Tabelas 1, 2, 3 expõem algumas vantagens e desvantagens de cada um dos tipos de baterias secundárias: ácido-chumbo, lítio-íon e níquel-cádmio.

Tabela 1: Vantagens e Desvantagens da Bateria de Ácido-Chumbo.

Ácido-Chumbo	
Vantagem	Desvantagem
Fabricação barata e simples	Não pode ser armazenada descarregada
Auto descarga é uma das mais baixas em sistemas recarregáveis	Densidade baixa de energia
Capaz de taxas elevadas de descarga	Pode causar danos ambientais
Reciclável	Redução de desempenho em baixa temperatura

Fonte: Adaptado de (TERUO *et al.*, 2015).

Tabela 2: Vantagens e Desvantagens da Bateria de Lítio-Íon.

Lítio-Íon	
Vantagem	Desvantagem
Densidade de energia elevada	Necessita de um circuito de proteção
Auto descarga relativamente baixa	Sujeita a envelhecimento, armazenar em lugar fresco
Baixa manutenção	Fabricação mais cara que a de ácido-chumbo

Fonte: Adaptado de (TERUO *et al.*, 2015).

Tabela 3: Vantagens e Desvantagens da Bateria de Níquel Cádmio.

Níquel Cádmio	
Vantagem	Desvantagem
Recargas em baixas temperaturas	Baixa densidade de energia
Armazenamento em qualquer estado de carga	Possui metais tóxicos que não podem ser jogados ao meio ambiente
Menor custo por ciclo	Alta taxa de descarga

Fonte: Adaptado de (TERUO *et al.*, 2015).

As desvantagens que podem ser destacados em relação a bateria de Lítio-Íon e Níquel Cádmio são:

- Na Tabela 2 é possível verificar que este tipo de bateria Lítio-Íon necessita de um circuito de proteção para limitar a tensão que será entregue a carga;
- Considerando a construção de Níquel Cádmio, na Tabela 3, observa-se que esta é composta por metais tóxicos que podem causar danos ao meio ambiente.

3.4 BATERIA DE ÁCIDO-CHUMBO

A bateria de ácido-chumbo foi desenvolvida aproximadamente em 1860, por pelo físico francês Gaston Planté, a primeira a ser criada como recarregável. Hoje continua sendo usada mundialmente, com a dominância no sistema automotivo, devido ao baixo custo e robustez (KURZWEIL, 2010).

As baterias de ácido-chumbo são amplamente utilizadas em sistemas fotovoltaicos por serem capazes de fornecer grandes quantias de correntes para o sistema, quando comparadas com os outros tipos (MOUBAYED *et al.*, 2009). Além de serem empregadas em sistemas de energias renováveis, se encontram também em equipamentos hospitalares, cadeiras de rodas, *no-breaks*, carros elétricos e outros.

Durante o período de incidência solar com intensidade elevada podem ocorrer danos a bateria caso não haja um controle de carga. Este controle, SPPM, teve a função de regular a tensão de entrada da bateria, impedindo que ocorra uma sobrecarga.

3.4.1 ESTADO DA CARGA

O estado da carga, *State of Charge* - SOC, é um parâmetro utilizado para controlar a carga que entra e sai da bateria. Com a sua determinação é possível conhecer quanto resta de carga ou quanto já foi restaurado pelo carregamento.

A determinação do estado da carga pode ser dado pela análise de ampères-horas. Este método informa a capacidade de fornecimento de corrente no intervalo de 1 hora (PILLER *et al.*, 2001). O mensuramento do estado da carga é feito através da análise de ampère-horas, para realizar isso é necessário monitorar a corrente que flui para dentro e fora da bateria. O controle de corrente é feito com a utilização de um monitor de bateria, que é equipado com um sensor de medição de corrente que interage com o sistema (BOGNO *et al.*, 2017).

Segundo os métodos apresentados por Moubayed *et al.* (2009) e Bogno *et al.* (2016), a inspeção do estado da carga pode ser feita por meio da variação de corrente com uma tensão aproximadamente fixa. Com esses dois parâmetros sendo observados, possibilitou-se a implementação do SPPM para que o sistema tenha a melhor eficiência.

Para o controle do estado da carga fez-se necessário um controlador entre o módulo fotovoltaico e a bateria. Este controlador monitora a corrente fornecida pelo conversor que entra na bateria para o processo de carga (MOUBAYED *et al.*, 2009).

3.4.2 PROCESSO DE CARGA DA BATERIA DE ÁCIDO-CHUMBO

Durante o processo de carga, o método mais recomendado é o *Three-State-Charging-Cycl*, TSCC, em que as três etapas são: carregamento em grande quantidade, carregamento por absorção e carga flutuante. O TSCC retorna à capacidade máxima da bateria, além de ser o melhor e mais eficiente (BOGNO *et al.*, 2017). Na primeira etapa, a corrente é constante, esta fase dura aproximadamente de 5 à 8 horas e atinge até 70% da carga da bateria (STUFF, 2015).

A segunda etapa é chamada de absorção, em que tensão do carregador passa a ser constante e a corrente da bateria começa a decair, evitando que a bateria sobreaqueça. Esta corrente é monitorada até um ponto em que indicará que a bateria está com 85% de carga (BUCHMAN, 2016).

Em seguida se inicia a terceira e última etapa chamada de flutuação, cuja função é de concluir o processo de carga da bateria e mantê-la em uma tensão constante. Por exemplo, uma bateria de 12 V, durante o processo de flutuação, terá uma tensão de 13,2 a 13,4 V assegurando carga completa. As representações das três etapas podem ser vistas na Figura 12 (BUCHMAN, 2016).

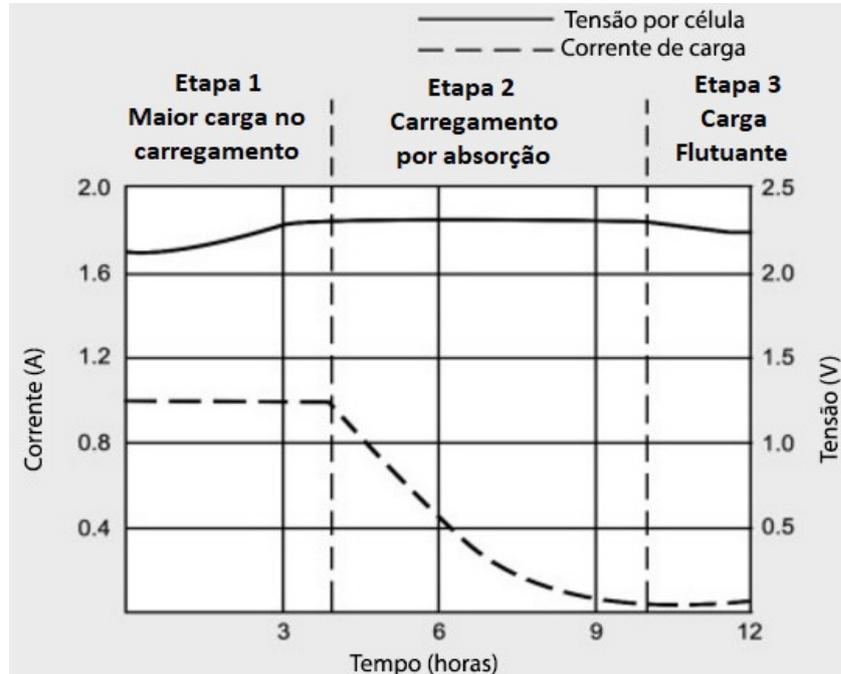


Figura 12: Etapas do processo de carga.

Fonte: Adaptado de (BUCHMAN, 2016).

Para acontecer a primeira mudança de etapas, entre a primeira e a segunda, é necessária a definição de um valor limite de tensão, o qual a bateria alcançará durante a primeira etapa.

Já para a segunda alteração de etapas, a variável que será utilizada como limite é o nível de corrente, uma vez que durante a segunda etapa ocorre uma queda da corrente até que a bateria esteja com cerca de 85% da sua carga. Quando este valor é atingido, a corrente retorna à um valor constante, bem como a tensão, representando assim o início da terceira etapa (BUCHMAN, 2016).

Considerando bateria completamente carregada, deve-se prevenir o envio de energia extra pelo módulo fotovoltaico, pois o mesmo ocasiona uma redução do ciclo de vida da bateria. Essa redução é consequência do aumento de temperatura, ocasionado pela transformação do excesso de energia elétrica em térmica. Logo, será estabelecido uma carga máxima de 95%, para evitar esse problema (BUCHMAN, 2016).

Na Figura 13 é possível observar que a temperatura de operação afeta consideravelmente o processo de carga. Em temperaturas mais elevadas, a eficiência é relativamente menor se o sistema for aplicado em temperatura ambiente de 25°C, que por sua vez já possui uma eficiência mais linear comparada as outras (BUCHMAN, 2016).

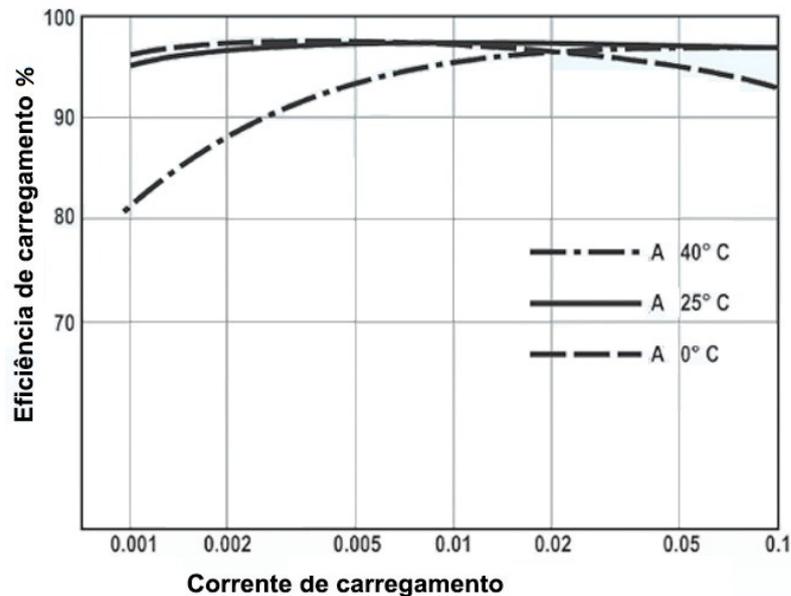


Figura 13: Eficiência do carregamento em diferentes temperaturas.

Fonte: Adaptado de (BUCHMAN, 2016).

Após uma análise bibliográfica foi constatado que a melhor bateria para utilização no referido projeto possui as características de uma bateria secundária, ou seja, recarregável. Ela será uma de ácido-chumbo estática, pois é mais utilizada em sistemas como o projeto por possuírem um menor custo. Para a avaliação do nível de carga presente no seu interior é necessário a avaliação do SOC através do microcontrolador.

4 CONVERSÃO

4.1 INTRODUÇÃO

Para realizar a interface Módulo Fotovoltaico/Bateria utilizando SPPM, é necessário um dispositivo que disponha de algumas características fundamentais:

- Conversor de corrente contínua em outro valor de corrente contínua, Conversores CC-CC;
- Ser elevador e abaixador de corrente, característica necessária para obtenção de máxima potência do módulo fotovoltaico e para ajustar os parâmetros de carga na bateria;
- A corrente na entrada necessita ter uma baixa ondulação, ou seja, a amplitude máxima e mínima da corrente não pode ser grande em relação ao valor médio da corrente. A baixa ondulação de corrente na entrada é uma importante característica para a extração de máxima potência, pois melhora a aquisição de dados através dos sensores de corrente;
- Possuir baixa ondulação de corrente na saída, característica importante para vida útil da bateria e também para monitorar a corrente de saída através de um sensor.

Neste cenário necessita-se de um conversor CC-CC que consiga suprir esses itens. Nas próximas seções serão apresentadas algumas informações básicas sobre conversores CC-CC e qual conversor atenderá o projeto.

4.2 DEFINIÇÃO

Os conversores CC-CC são dispositivos eletrônicos utilizados para controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída. Trata-se de uma classe de conversores de potência que utilizam comutação de sinal e armazenamento de energia através de elementos semicondutores e armazenadores, indutor ou capacitor. Devido à característica de comutação, também são conhecidos como reguladores chaveados ou fontes chaveadas (CHRYSSIS, 1989).

O conceito de um conversor CC-CC pode ser simplificado como na Figura 14, constituído por uma fonte de tensão contínua E_1 , um circuito representado por um bloco denominado conversor CC-CC e uma fonte de tensão contínua E_2 .



Figura 14: Representação conversor CC-CC simplificado.

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

A conversão pode ser utilizada para diminuir a tensão de saída em relação à tensão de entrada ou o contrário. São chamados de *Step-down* e *Step-up*, respectivamente. Além disso, pode-se variar a polaridade entre entrada e saída (LUO; YE, 2003).

Conversores que utilizam transformadores são chamados de isolados. Os conversores também são classificados em *Forward* e *Flyback*. No *Forward* a energia percorre o elemento magnético e a carga simultaneamente. Já no *Flyback*, a energia é transferida para o elemento magnético e num segundo estágio é liberada para a carga. Além disso, os conversores podem ser classificados em Inversores e Não Inversores de polaridade.

Para as análises explicações das topologias básicas *Buck* e *Boost* do próximo tópico, Barbi (2000) será utilizado como referência, vale ressaltar que serão considerados conversores com rendimento de 100%, ausência de perdas, os elementos comutadores, transístores e díodos, são ideais, o que implicará em tensão nula na condução e corrente zero quando cortados.

Também será considerada a condição de regime permanente e a imposição de que, em cada período de comutação, a tensão média em um indutor é nula, ou ainda de que a corrente média em um capacitor é nula.

A variável de controle ou de entrada do sistema é representada por D , e é conhecida como razão cíclica (*duty-cycle*).

Na próxima seção serão abordadas as características básicas e o princípio de funcionamento das topologias *Buck* e *Boost*.

4.3 CONVERSOR *BUCK*

O conversor CC-CC abaixador de tensão ou *Buck* produz um valor médio de tensão na saída, a qual é inferior ao valor médio da tensão de entrada. O comportamento se deve ao fato do princípio de conservação de energia, ou seja, idealmente a energia média transferida não sofre alteração (BARBI; MARTINS, 2000).

A Figura 15 apresenta a topologia de um conversor CC-CC *Step-down*. O transístor ou chave, ao ser comutado, altera a tensão V_0 . Pela ação de filtragem suficientemente eficaz do capacitor de saída, considera-se V_0 praticamente constante. Com isso, a ondulação da corrente que passa pela carga R_0 é desprezível, mantendo apenas o nível CC. Pode-se considerar duas etapas de funcionamento do conversor *Buck*.

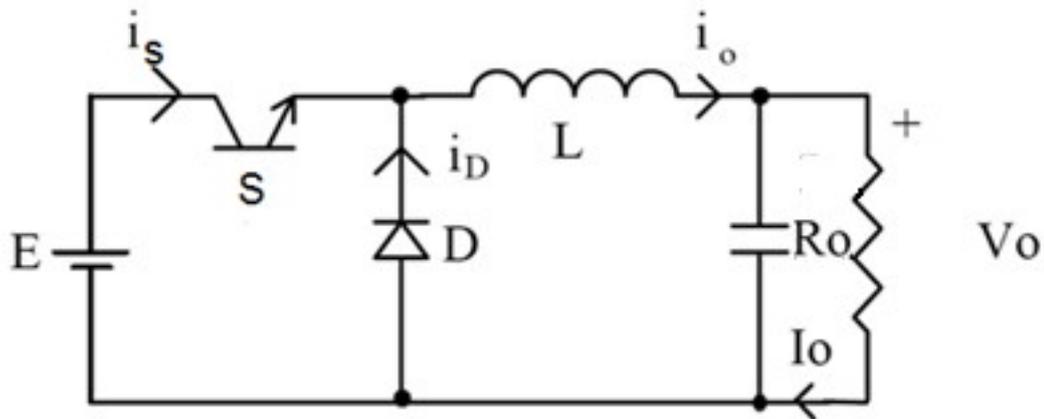


Figura 15: Conversor *Step-down* (*Buck*).

Fonte: Adaptado de (POMILIO, 2007).

Primeira etapa: a chave S está conduzindo e o diodo D segue em corte, ocasionando uma transferência de energia da fonte para o indutor L , aumentando a corrente no indutor, i_0 , e após isso ocorre uma transferência de energia para o capacitor.

Segunda etapa: quando S passa para o estado de corte, o diodo conduz, mantendo a corrente na carga constante. A carga e o capacitor recebem a energia armazenada em L . O capacitor será carregado enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega a fim de manter constante a corrente na carga, supondo constante a tensão V_0 . A tensão E deve ser suportada, tanto pelo transístor S quanto pelo diodo D .

Se a corrente do indutor não se anula durante a condução do diodo, diz-se que o circuito

opera no modo contínuo. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. O modo contínuo é utilizado, pois há uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída. A Figura 16 mostra as formas de onda típicas de ambos os modos de operação.

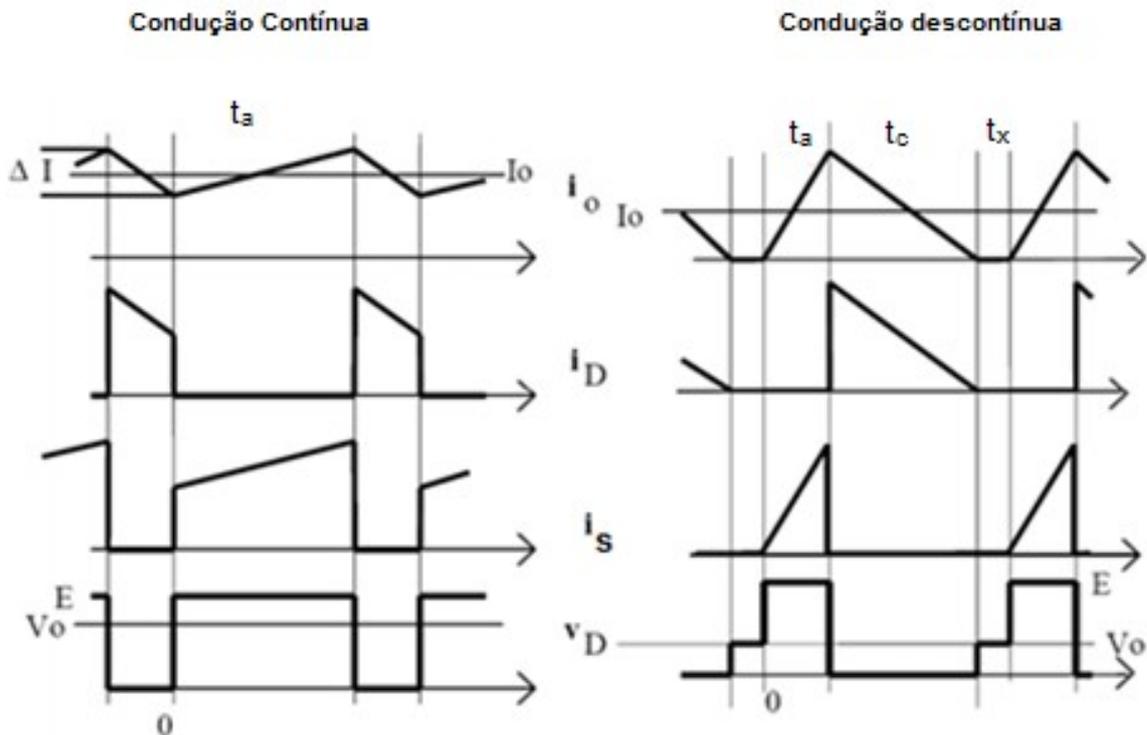


Figura 16: Modos de operação do Conversor *Step-down*.

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

4.4 CONVERSOR *BOOST*

O conversor *Step-up* (*Boost*) é conhecido como elevador de tensão, pois sua tensão de saída é maior que a de entrada. Ele é composto por, no mínimo, um transístor, um diodo e um elemento de armazenamento de energia. Filtros compostos de indutores e capacitores são adicionados para aumentar o desempenho. Trata-se de um conversor não isolado, pois não utiliza transformador. A saída possui a mesma polaridade que a entrada.

A Figura 17 apresenta a topologia do conversor *Boost*.

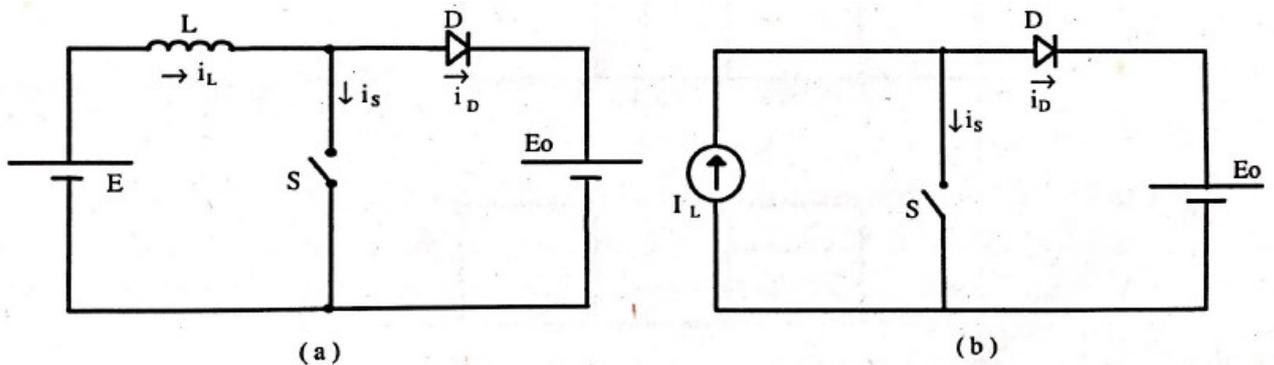


Figura 17: Conversor *Step-up (Boost)*.

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

4.4.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O conversor *Boost* apresenta duas etapas de funcionamento, descrita resumidamente a seguir:

Primeira etapa, Figura 18.a: a chave S está fechada. O diodo D é polarizado reversamente, isolando o estágio de saída da fonte de alimentação I_L , que durante esta etapa é curto circuitada. A corrente i_S é igual à I_L , e a corrente i_D é nula. Esta etapa termina quando a chave S é aberta.

Segunda etapa, Figura 18.b: a chave S é aberta, o diodo D entra em condução e a fonte de corrente I_L passa a entregar energia à fonte E_o . Nesta etapa $i_S = 0$ e $i_D = I_L$. O término desta etapa se dá com o fechamento da chave S , reiniciando desse modo a primeira etapa.

As principais formas de onda são apresentadas na Figura 19.

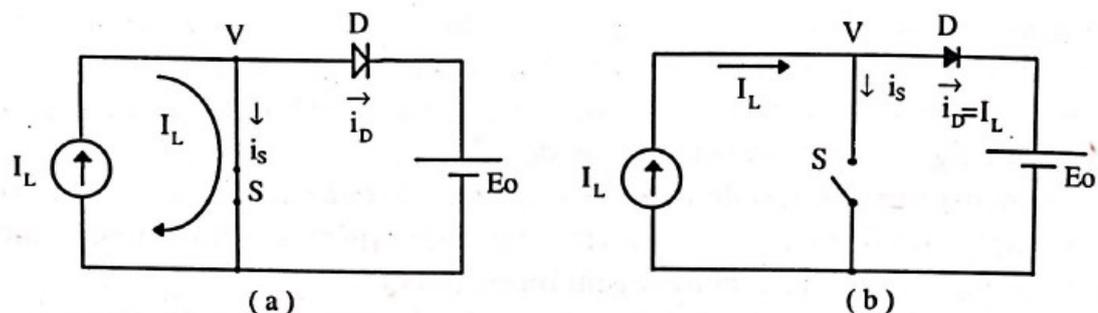


Figura 18: a) Etapa 1 chave fechada; b) Etapa 2 chave aberta.

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

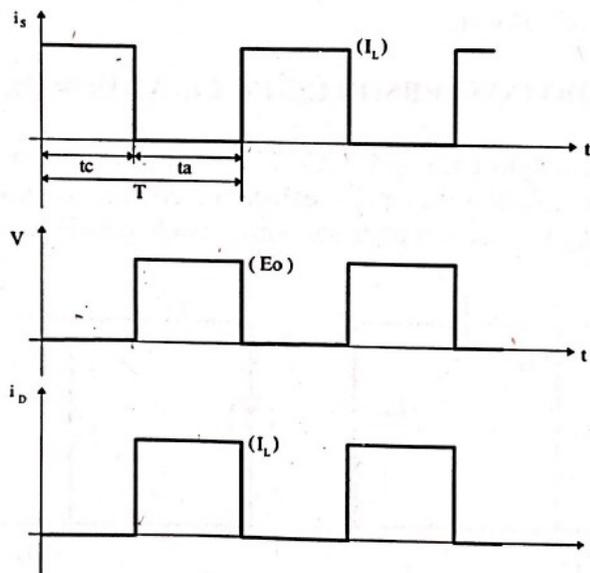


Figura 19: Principais formas de onda.
Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

4.4.2 CARACTERÍSTICA IDEAL DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA DO CONVERSOR *BOOST*

Para esta análise, considera-se a chave S operando com frequência fixa e razão cíclica variável. A partir da Figura 20 pode-se dizer que a energia cedida W_E pela fonte E é dada pela expressão,

$$W_E = EI_L T. \quad (3)$$

A energia recebida por E_0 é obtida a partir da equação (4),

$$W_0 = E_0 I_L t_a. \quad (4)$$

Assim:

$$W_0 = E_0 I_L (T - t_c). \quad (5)$$

Considerando o sistema ideal, tem-se:

$$W_E = W_0. \quad (6)$$

Portanto:

$$EI_L T = E_0 I_L (T - t_c). \quad (7)$$

Desse modo:

$$\frac{E_0}{E} = \frac{1}{1 - D}. \quad (8)$$

A equação (8) representa a característica ideal de transferência do conversor *Boost* e está apresentada graficamente na Figura 20. Quando $D \rightarrow 1$, E_0 tende teoricamente a um valor infinito. Fica claro também que a tensão de saída mínima é igual a tensão de entrada.

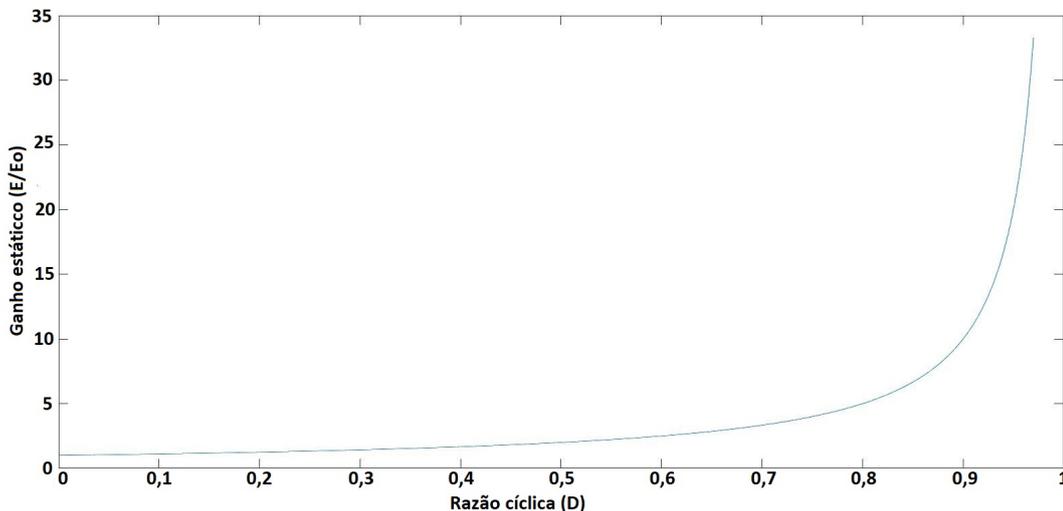


Figura 20: Característica ideal de transferência estática do conversor CC-CC.

Fonte: Autoria Própria.

4.5 CONVERSOR *ĆUK*

O conversor *Ćuk* conhecido como conversor de acumulação capacitiva é empregado em casos onde se deseja controlar o fluxo de energia entre uma fonte de corrente contínua e uma carga tipo fonte de corrente contínua (BARBI, 2006).

Este conversor é classificado como conversor indireto, já que a transferência de energia da entrada do conversor para a saída não se processa diretamente (BARBI, 2006).

Na Figura 22 nota-se que o conversor em questão pode ser encarado como uma associação de outros conversores clássicos abordados anteriormente, pois possui entrada com

característica tipo fonte de corrente, semelhante ao que ocorre com o conversor *Boost*, enviando energia para um capacitor e em seguida tem-se o capacitor transferindo esta energia para uma carga tipo fonte corrente, semelhante ao que ocorre com o conversor *Buck*. Portanto, este conversor pode ser chamado de conversor *Boost-Buck* (BARBI, 2006).

Ainda analisando a Figura 22, é mostrado que o conversor *Ćuk* apresenta um filtro de entrada e saída, ou seja, as correntes não serão pulsadas. Além disso, é possível que as ondulações possam ser teoricamente eliminadas (COOPER, 2008).

Uma corrente pulsada pode produzir um grande conteúdo harmônico na corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico e exigir assim um filtro capacitivo. Por isso as topologias elevador/abaixador que apresentam corrente pulsada na entrada não serão utilizadas, como o conversor *Buck-Boost*.

A maior desvantagem do conversor são os esforços no semicondutores, já que os esforços serão a soma de tensões de entrada e saída. Outra desvantagem consiste na tensão de saída que possui polaridade invertida em relação à tensão de entrada. Esse fato pode tornar a implementação do conversor em malha fechada mais complicada, exigindo sistemas diferenciados para medição e condicionamento dos sinais.

Na próxima etapa serão descritos os princípios básicos de funcionamento do conversor *Ćuk*. Com a continuação da análise, nota-se que a topologia é básica e muito bem conhecida pela literatura. Para um efeito de melhor visualização das etapas de funcionamento deve-se levar em consideração a nomenclatura dos componentes conforme sugere a Figura 21.

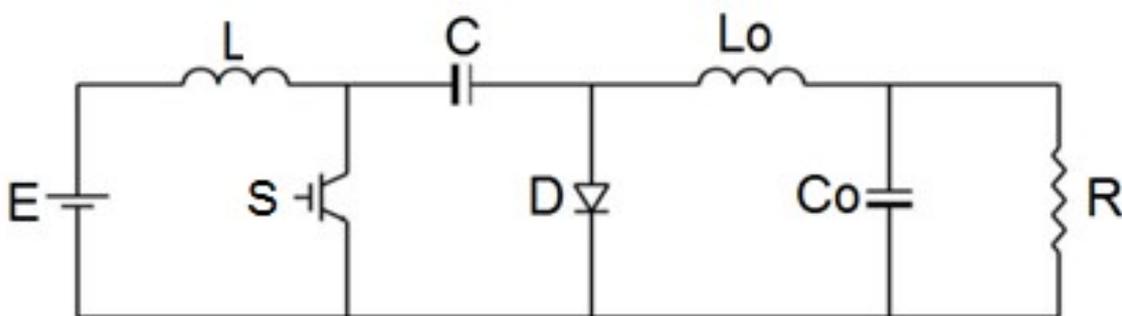


Figura 21: Topologia do conversor *Ćuk*.

Fonte: Adaptado de (POMILIO, 2007).

A primeira etapa de funcionamento, representada pela Figura 22, a chave *S* estará aberta. Logo, a energia proveniente da fonte de tensão *E* e do indutor *L* carregará o capacitor *C* e o mesmo terá uma diferença de potencial V_c . Esta parte da topologia utiliza a mesma estrutura

de entrada do conversor *Boost* (PADILHA, 2011) e possui característica elevadora de tensão. Logo a diferença de potencial V_c será maior que a da fonte E , então a corrente i_L decrescerá, assim como i_o , devido a transferência de energia do indutor L_0 para a carga. Neste processo o diodo D está diretamente polarizado, conduzindo as correntes i_L e i_o .

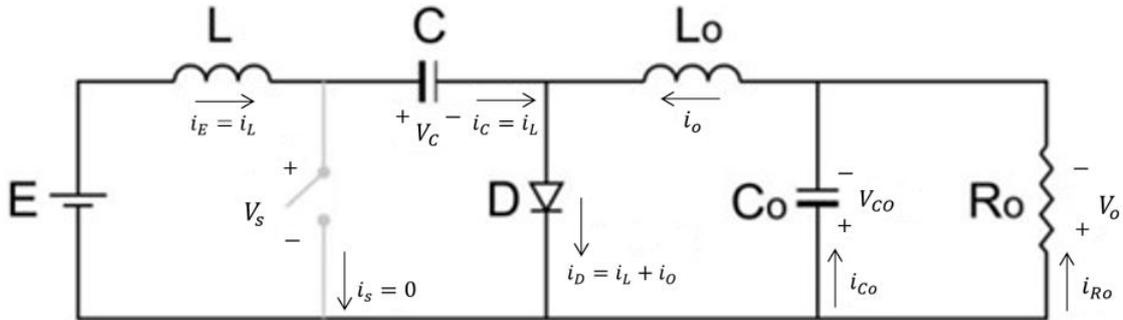


Figura 22: Primeira etapa de funcionamento do conversor *Ćuk*.

Fonte: Adaptado de (POMILIO, 2007).

A segunda etapa de funcionamento, representada pela Figura 23, a chave S estará fechada. O indutor L_0 e a carga receberão a energia proveniente do capacitor C , que se descarregará, causando um acréscimo na corrente i_o . Nesta fase a energia proveniente da fonte de tensão E alimentará o indutor L , o que causará um crescimento na corrente i_L . Assim, o diodo D está inversamente polarizado, logo está bloqueando a passagem de energia, então as correntes i_L e i_o serão conduzidas pela chave S .

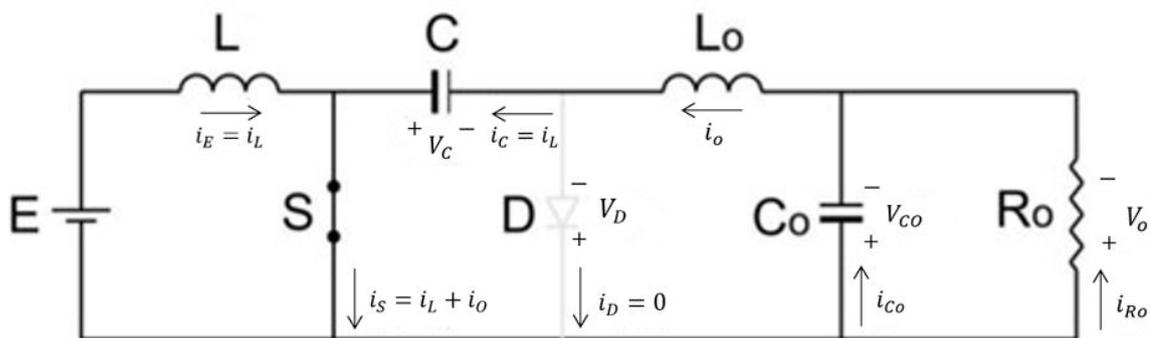


Figura 23: Segunda etapa de funcionamento do conversor *Ćuk*.

Fonte: Adaptado de (POMILIO, 2007).

O *Ćuk* pode funcionar em dois modos distintos, condução contínua e descontínua. No modo contínuo a tensão no capacitor C não se anula, logo o ganho de tensão na saída depende apenas da razão cíclica. Já no modo descontínuo a tensão no capacitor C se anula, assim o

ganho de tensão irá depender da razão cíclica, da frequência de comutação da chave S e do valor da resistência da carga.

Para análise do circuito é suposto que:

1. Os valores dos indutores são muito grandes e as correntes que passam são constantes;
2. Os valores dos capacitores são muito grandes e as tensões nos mesmos será constante;
3. O circuito opera em regime permanente, as formas de onda da tensão e corrente são periódicas;
4. Os semicondutores são ideais.

4.5.1 CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA

Em regime permanente a quantidade de carga entregue ao capacitor na primeira etapa, é igual a quantidade de carga devolvida pelo capacitor na segunda etapa. Assim, a seguinte relação é verdadeira:

$$I_E t_a = I_0 t_c. \quad (9)$$

Ou ainda:

$$b = \frac{I_0}{I_E} = \frac{t_a}{t_c} = \frac{T - t_c}{t_c}. \quad (10)$$

Para que potência seja preservada tem-se,

$$P_E = P_0, \quad (11)$$

$$E I_E = E_0 I_0. \quad (12)$$

Logo, a relação entre tensões é dada por:

$$a = \frac{E_0}{E} = \frac{D}{1 - D}. \quad (13)$$

Portanto:

$$b = \frac{1}{a} = \frac{1-D}{D}. \quad (14)$$

Desse modo, a característica de transferência estática é igual à do conversor de acumulação indutiva (Conversor *Buck-Boost*), portanto o conversor *Ćuk* pode também operar como abaixador ou elevador de tensão.

A topologia *Ćuk* é mais eficiente que a *Buck-Boost* porque apenas um capacitor sofre perdas internas associadas com a pulsação de corrente (COOPER, 2008).

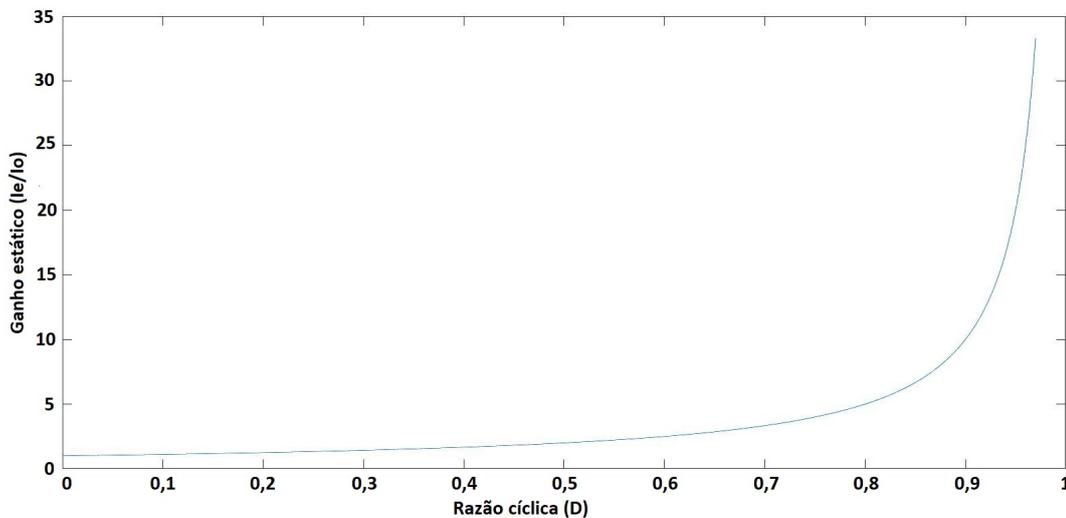


Figura 24: Ganho estático para corrente.

Fonte: Autoria Própria.

Resumindo, nota-se que o conversor *Ćuk* proporciona as seguintes vantagens:

- Pode ser elevador e abaixador de tensão;
- Possui baixa ondulação de corrente na entrada sem a necessidade de adicionar filtros;
- Sua ondulação de corrente na saída é baixa.

Portanto, o conversor *Ćuk* é o dispositivo a ser utilizado no rastreamento do ponto de máxima potência e também no controle do processo de carga das baterias, pois com o mesmo é possível alcançar todas as exigências mostradas na seção 4.1. Com a variação do tempo de acionamento das chaves semicondutoras, razão cíclica, pode-se alterar os parâmetros do sistema, forçando-o a operar no PPM, ou próximo ao PPM.

4.6 DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados, os valores de dimensionamento, fórmulas, simulação e explicações para os mesmos. Vale ressaltar que os dados utilizados são teóricos.

Para realizar o dimensionamento utilizou-se como referência Barbi (2000), determinou-se que o conversor irá trabalhar em modo de condução contínua, já que o mesmo dependerá apenas da razão cíclica como mencionado na seção anterior. Definiu-se que a ondulação máxima de corrente nos indutores será 10% e ondulação máxima de tensão para os capacitores de 5%.

As fórmulas encontram-se na Tabela 4, porém todas as definições para maior aprofundamento podem ser encontradas no Apêndice A.

Tabela 4: Fórmulas para o dimensionamento.

Descrição	Fórmula
Tensão média do capacitor de entrada	$V_{C_{md}} = \frac{E}{1-D}$
Razão cíclica	$D = \frac{tc}{T}$
Ondulação de corrente no indutor de entrada	$\Delta I_E = \frac{ED}{fL_E}$
Ondulação de corrente no indutor de saída	$\Delta I_{L_o} = \frac{ED}{fL_o}$
Ondulação de tensão no capacitor de entrada	$\Delta V_c = \frac{I_{Emd}(1-D)}{fC}$
Ondulação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_{co} = \frac{E.D}{8f^2C_oL_o}$

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

Na Tabela 5 encontram-se os dados do sistema fotovoltaico, bateria e das ondulações desejadas. Para as ondulações foram utilizadas valores determinados de forma para obter-se um resultado satisfatório para a realização da simulação com o intuito de averiguar o funcionamento durante simulação. Durante a construção e realização de teste de bancada do projeto, estes valores poderão ser alterados conforme a necessidade.

Tabela 5: Dados do Sistema Fotovoltaico.

Descrição	Valor
Tensão de entrada	9 V até 22 V
Tensão de saída	11 V até 15 V
Corrente de entrada nominal	5.34 A
Corrente de saída	1 A até 6 A
Frequência de chaveamento	50 kHz
Potência entrada máxima	90 W
Potência saída	80 W

Fonte: Autoria Própria.

Para conseguir o funcionamento adequado conversor *Cúk*, utilizou-se os piores casos de funcionamento da fonte de entrada.

Com intuito de facilitar os cálculos foi utilizado o software MATLAB para obtenção dos resultados dos valores dos capacitores e indutores de entrada e saída. Os códigos utilizados seguem no Apêndice B e os valores dimensionados na Tabela 6.

Tabela 6: Valores dimensionados.

Componente	Valor
Capacitor entrada	39,542 μF
Capacitor saída	2,77 μF
Indutor entrada	588 μH
Indutor saída	220 μH

Fonte: Autoria Própria.

Com os valores obtidos gerou-se uma simulação em malha fechada com realimentação por corrente, pois como será utilizado a técnica de SPPM é necessário o controle de corrente para achar o ponto máximo de potência. O software utilizado foi o PSIM. Para definir os parâmetros do controlador PI foram feitas diversas simulações e testes até conseguir valores

que adequassem a corrente na saída, no caso os valores definidos foram $K_p = 0,01$ e $K_i = 0,001$, porém futuramente será tratada outra forma de controle ou para definir os valores do PI.

Para a simulação representou-se o módulo fotovoltaico como uma fonte de tensão contínua e o mesmo para simular a bateria. Para primeira simulação manteve o valor de tensão da entrada em 18 V contínua, sem distúrbios, e o *setpoint* para corrente de saída a 5 A. A Figura 25 mostra a topologia simulada.

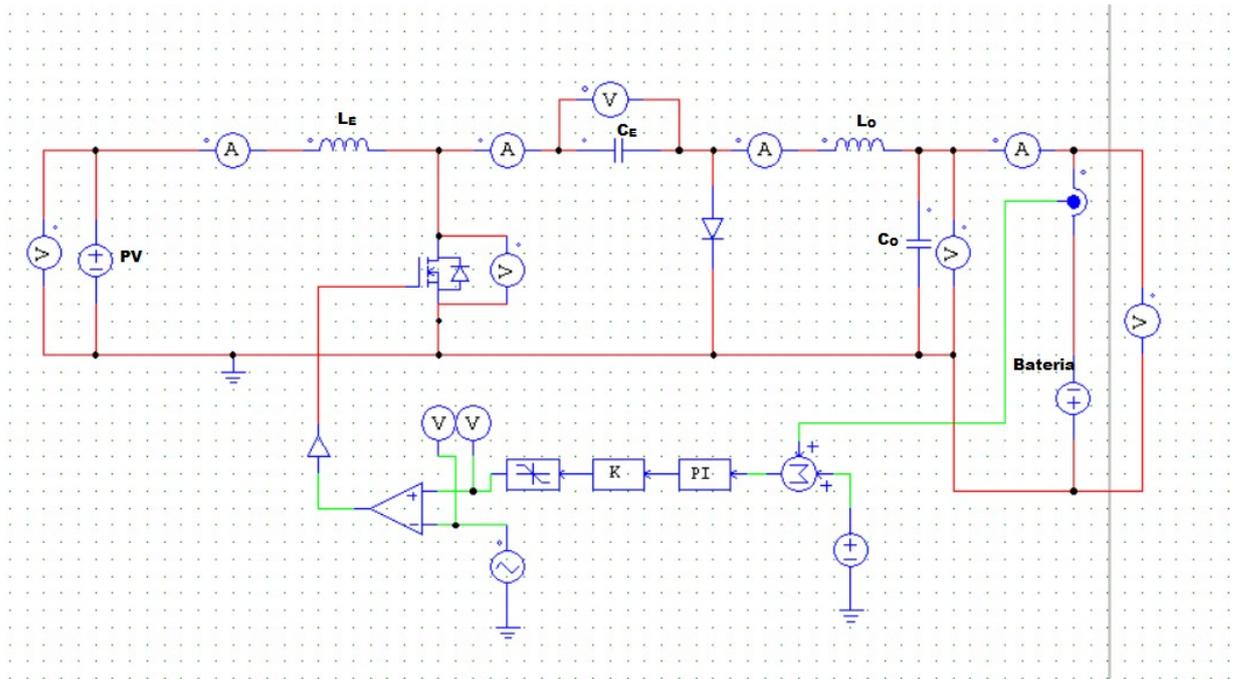


Figura 25: Topologia Simulação.

Fonte: Autoria Própria.

Vale ressaltar que para simulação não foram consideradas as perdas internas da bateria e sim como uma bateria ideal. Por isso torna-se desnecessário o uso de capacitor na saída, mas como o mesmo não irá interferir na simulação, ele foi mantido.

Na Figura 26, pode ser observado que a corrente média na saída é de 5 A com uma ondulação de 9,4%. A corrente e a ondulação ficaram próximos ao esperado que é de 5 A e 10% respectivamente. A tensão de saída se mantém conforme a determinada pela bateria e sem ondulações durante a simulação no *software* PSIM, mas sabe-se que a bateria real terá uma resistência interna e apresentará ondulações bem pequenas quando implementada no protótipo.

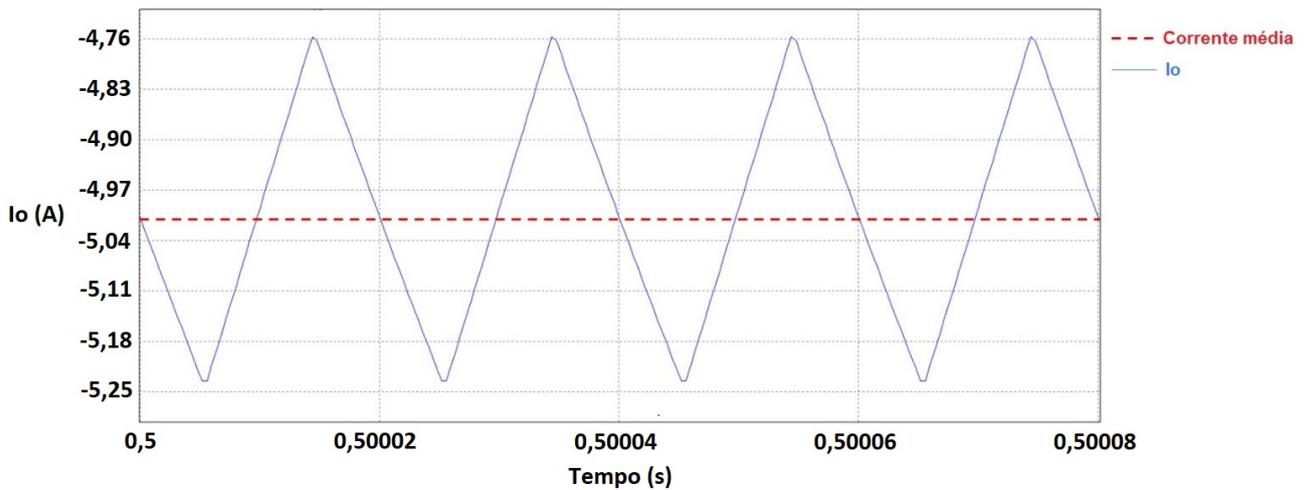


Figura 26: Corrente na saída.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 27 mostra a corrente no indutor de entrada. Ao analisar o gráfico pode ser visto que a amplitude máxima da corrente é de 3,68 A e a mínima de aproximadamente 3,44 A, ou seja, o valor de pico a pico, diferença entre a amplitude máxima e mínima da corrente, é igual a 0,24 A. Com auxílio da ferramenta de medidas do software PSIM determinou-se o valor médio da corrente no indutor de entrada, que é igual a 3,56 A. Assim calcula-se que ΔI_{LE} é igual a 6,4%.

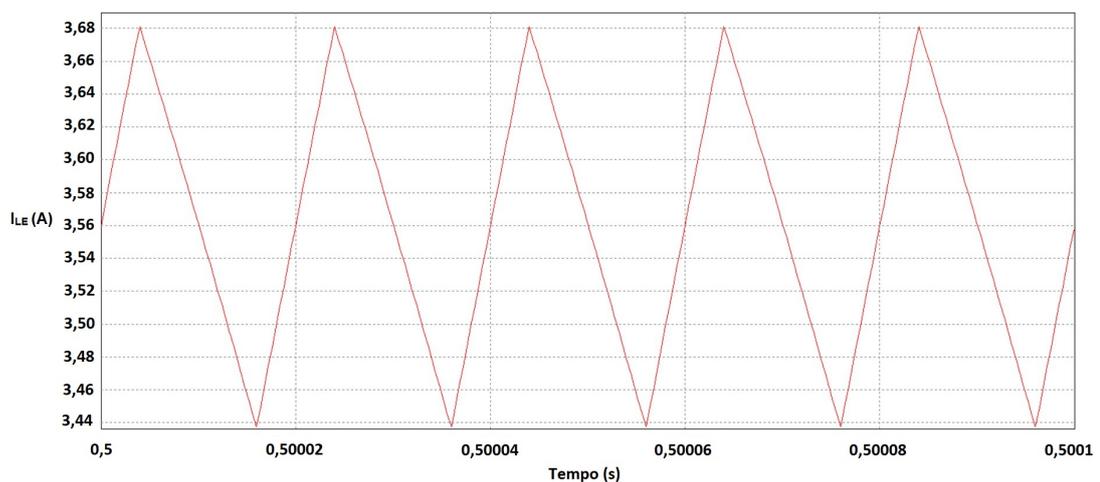


Figura 27: Corrente no indutor de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 28 mostra a tensão na chave e no capacitor de entrada, como pode ser visto a tensão na chave se torna a mesma que no capacitor como descrito no tópico sobre conversor *Ćuk*.

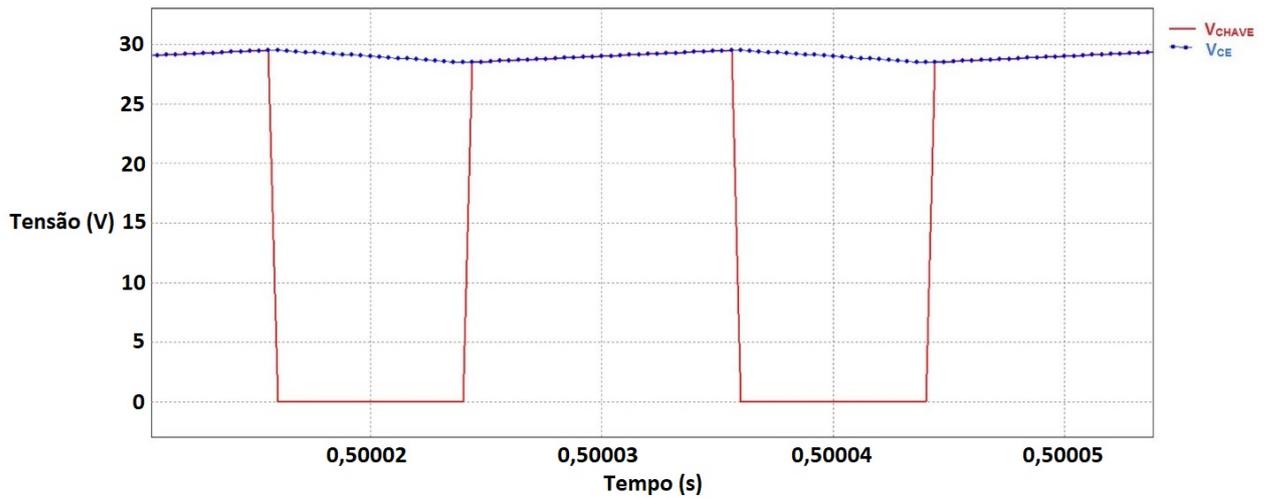


Figura 28: Tensão chave e capacitor de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 29 mostra a ondulação de tensão no capacitor de entrada e como pode ser visto é de 3,35%, ou seja, está dentro do valor determinado de 5%.

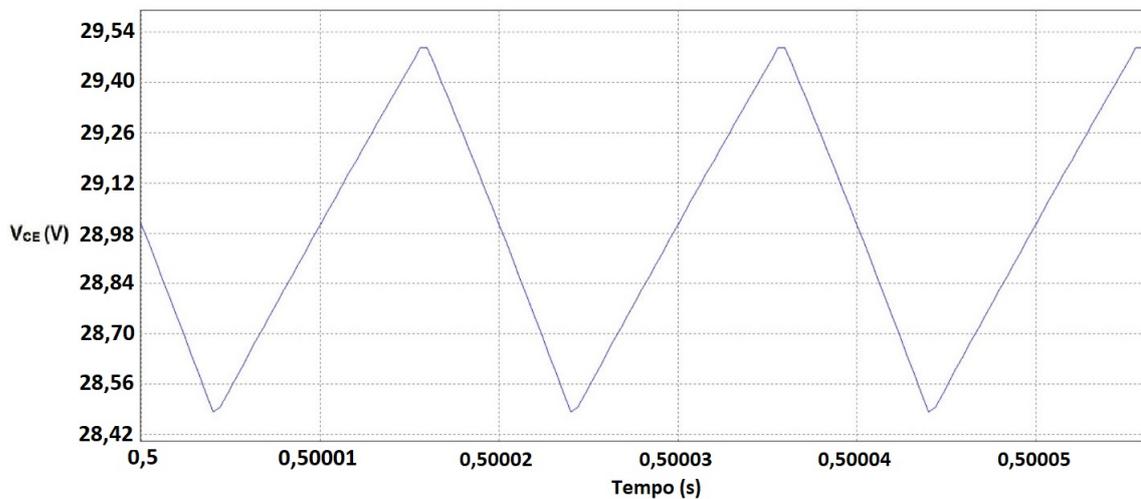


Figura 29: Ondulação de tensão no capacitor de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

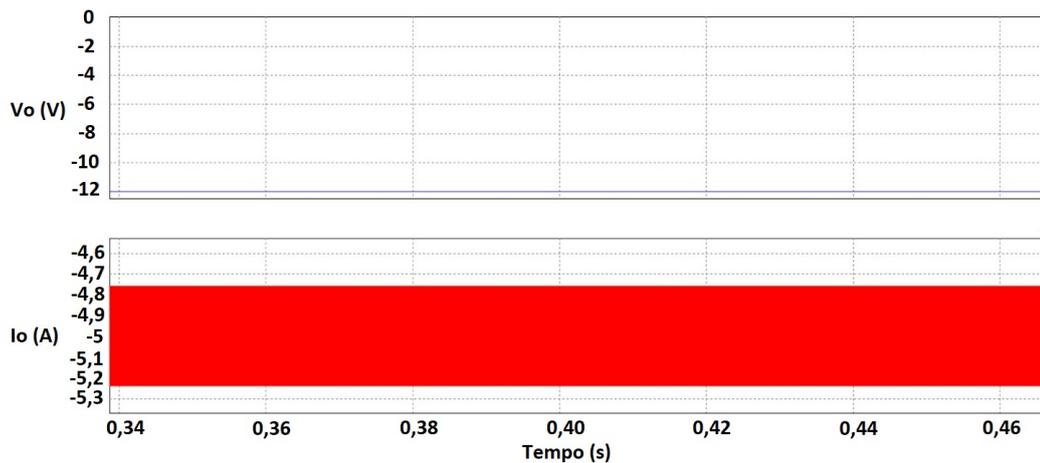


Figura 30: Corrente e tensão na bateria.

Fonte: Autoria Própria.

4.6.1 SIMULAÇÃO COM DISTÚRBBIO

A topologia para simulação manteve-se a mesma, porém adicionou a entrada um distúrbio, composto por uma variação brusca de tensão. Essa adição de distúrbio tentará simular o funcionamento do painel. Com isso viabilizará analisar a eficiência do conversor e o controle de malha fechada.

Na Figura 31 mostra-se o comportamento da corrente de saída em relação a tensão de entrada. Pode-se notar que mesmo com um distúrbio elevado a corrente se mantém estabilizada. Isto mostra que o controlador está atuando de forma eficaz e o conversor consegue manter a corrente estável na saída mesmo sendo em um pequeno intervalo de tempo.

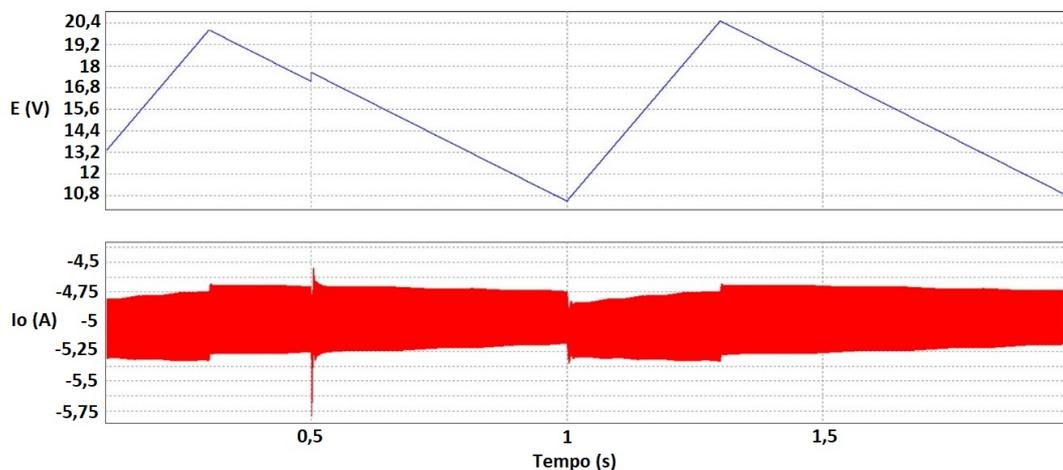


Figura 31: Comportamento da corrente na carga (setpoint 5A) com distúrbio de tensão na entrada.

Fonte: Autoria Própria.

Para testar a eficácia do controle de corrente altera-se o *setpoint* da corrente de saída para 3 A. E novamente gera-se o gráfico da corrente na carga e a tensão de entrada, como mostra a Figura 32. Observou-se que o resultado se equipara ao valor de 3 A determinado no *setpoint* e a ondulação mantém-se próximo aos 10%.

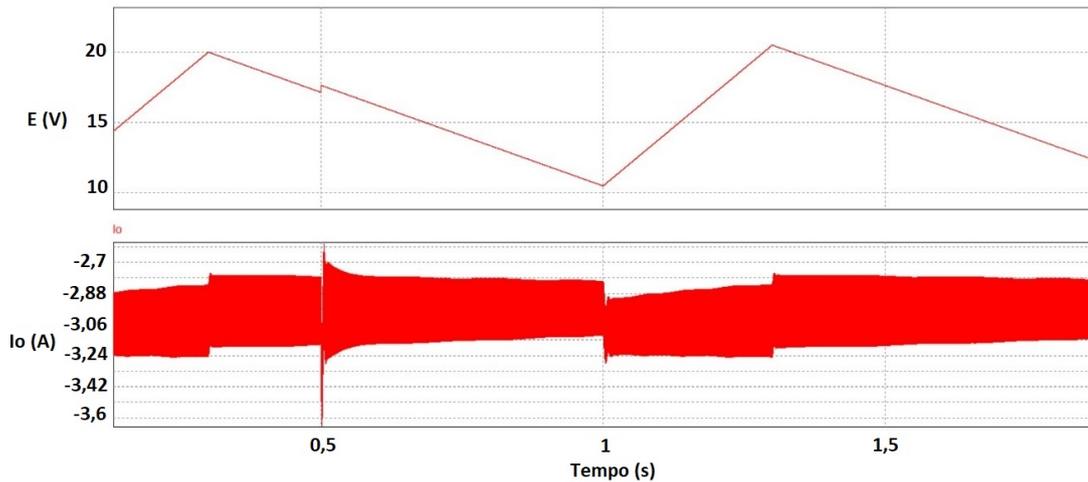


Figura 32: Comportamento da corrente na carga (*setpoint* 3 A) com distúrbio de tensão na entrada.

Fonte: Autoria Própria.

E para finalizar os testes de viabilidade do conversor, adicionou-se um degrau ao *setpoint*, com intuito de simular o SPPM, já que o mesmo irá determinar qual é o melhor valor da corrente de saída. Os gráficos gerados podem ser vistos na Figura 33.

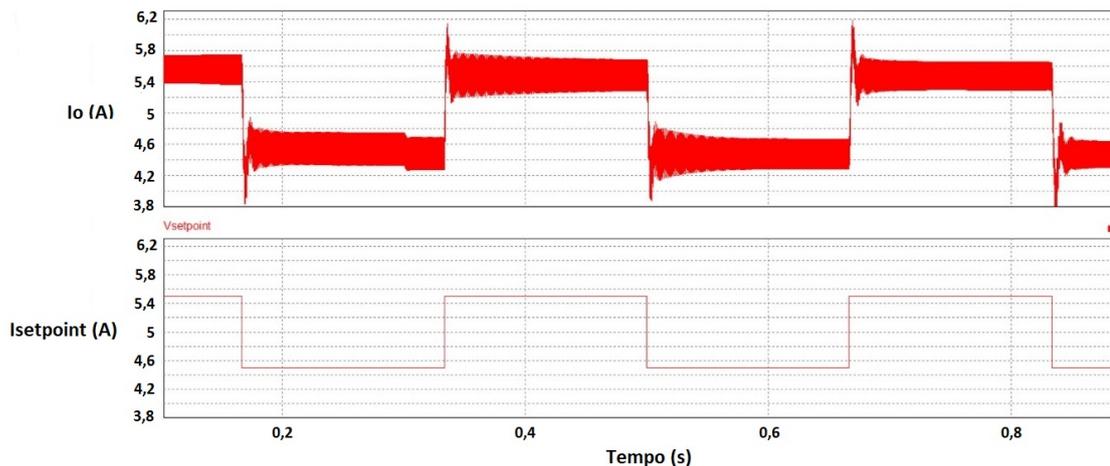


Figura 33: Gráfico corrente na saída e *setpoint*.

Fonte: Autoria Própria.

Ao observar a Figura 33 nota-se que a corrente permaneceu nos valores determinados pelo *setpoint* e sua ondulação manteve-se próximo ao valor determinado de 10%.

5 CONSTRUÇÃO

5.1 CONVERSOR

O primeiro passo para implementação do conversor *Cuk* foi dimensionar e construir os indutores, os cálculos relacionados ao dimensionamento podem ser vistos no Apêndice B.

Para a montagem dos indutores utilizou-se dos materiais apresentados na Tabela 7.

Tabela 7: Componentes para montagem dos indutores

Materiais	Quantidade
Fio de cobre AWG15	20 metros
Núcleo de ferrite Thornton E42/20	1
Núcleo de ferrite Thornton E42/15	1
Ponte RLC	1

Fonte: Aatoria Própria.

A Figura 34 mostra os indutores finalizados, os valores obtidos para os indutores foi de $801,48 \mu H$ para o de entrada e $465,79 \mu H$ para o de saída.

Após realizar a construção dos indutores, iniciou a busca por componentes disponíveis no mercado com valores próximo ou iguais aos dimensionados, ressaltando que os valores dos indutores foram alterados, pois a ondulação de corrente foi alterada para 5%. A Tabela 8 mostra os valores os encontrados e materiais utilizados para construção do conversor.

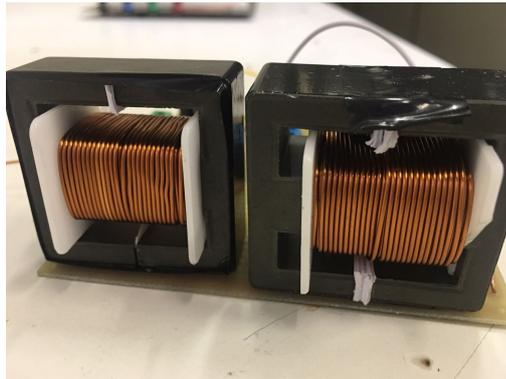


Figura 34: Indutores construídos.
Fonte: Autorial Própria.

Tabela 8: Componentes para a construção do conversor

Componentes	Valores Comerciais	Valores Teóricos
Capacitor de Saída	10 μF / 100 V	5,9 μF
Capacitor de Entrada	147 μF / 100 V	140 μF
Indutor de Entrada	809,65 μH	804 μH
Indutor de Saída	480,75 μH	465 μH
MOSFET	IRF3205	IRF3205
Diodo	MUR860	MUR860
Diodo 6A10 MIC	2x 6A10 MIC	2x 6A10 MIC
Dissipador de alumínio	2	-
Borne	2	-
Placa de cobre perfurada	1	-
Fio de cobre AWG15	-	-

Fonte: Autorial Própria.

Em seguida realizou-se a montagem dos componentes na placa de cobre perfurada. A Figura 35 mostra o conversor finalizado.

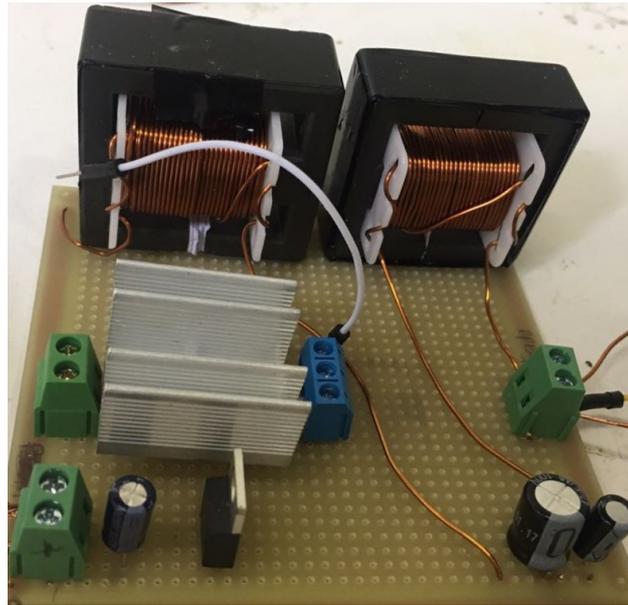


Figura 35: Conversor finalizado.

Fonte: Autoria Própria.

5.2 MICROCONTROLADOR

No projeto foi utilizado um controlador da família *ARM Cortex-M4F* baseado nos microcontroladores da *Texas Instruments*. Na Figura 36 é apresentado o dispositivo e as portas disponíveis para utilização.

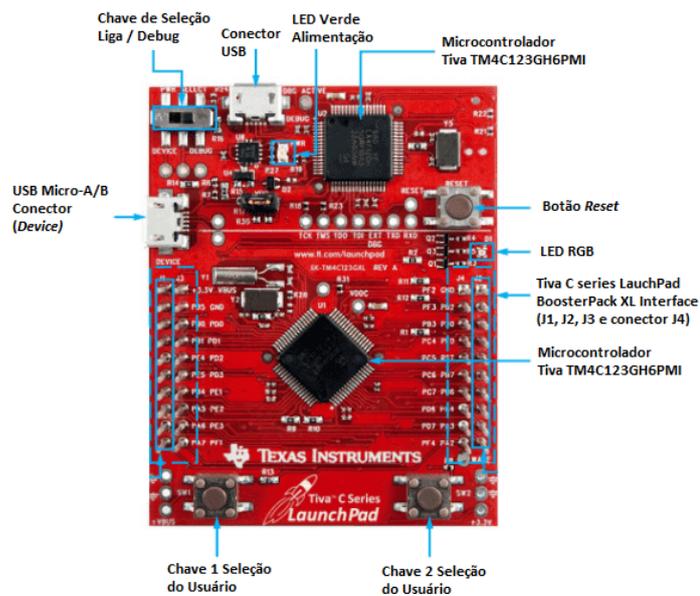


Figura 36: Controlador TIVA C Series TM4C123GH6PMI.

Fonte: Adaptado de (TI, 2013).

O controlador teve a função de chavear MOSFET presente no conversor $\acute{C}uk$, realizar as leituras analógicas da tensão e corrente de entrada e saída, execução do controlador PID e algoritmo SPPM. Para programar o dispositivo foi utilizado o *software Open-source Energia*, da *Texas Instruments*.

5.3 CIRCUITO DRIVER

Para aumentar o sinal PWM e proteger o microcontrolador contra sobrecorrente e sobretensão, criou-se um *circuito driver*. Sua entrada é alimentada pelo sinal PWM do microcontrolador e sua saída fornece o sinal amplificado.

O esquemático do circuito pode ser observado na Figura 37 e os respectivos componentes utilizados. A construção foi feita em uma placa de cobre perfurada, na qual adicionou-se também o sensor de tensão.

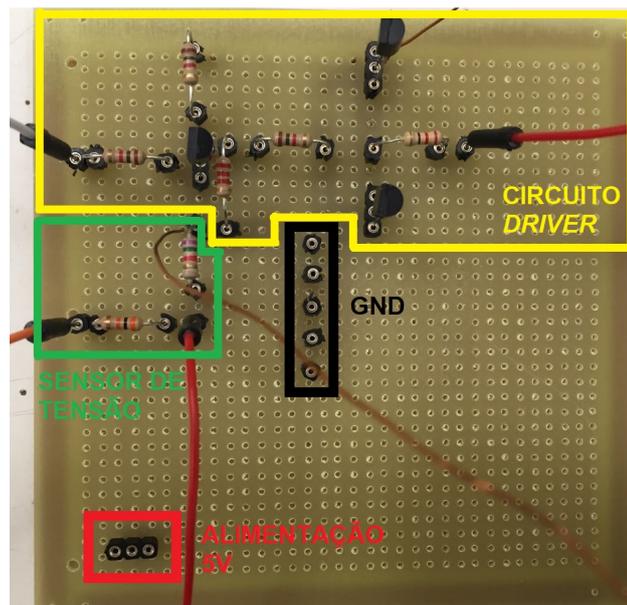


Figura 37: Placa construída com o circuito *driver*.

Fonte: Autoria Própria.

5.4 SENSORES DE CORRENTE E TENSÃO

Na implementação do sistema foram utilizados sensores, de corrente e tensão, a fim de que estas variáveis pudessem ser monitoradas.

5.4.1 SENSOR DE CORRENTE

Para realizar a aquisição dos valores de corrente da entrada e saída do sistema utilizou-se dois sensores de corrente ACS712, com faixa de medição de -30 A a $+30\text{ A}$, com incerteza de $1,5\%$ a uma temperatura de 25°C . O mesmo é classificado como um sensor de efeito *hall*, ou seja, detecta o campo magnético através da passagem de corrente e assim gera uma tensão na sua saída com uma proporção de 66 mV para 1 A . Na Figura 38 é apresentado o componente eletrônico descrito.

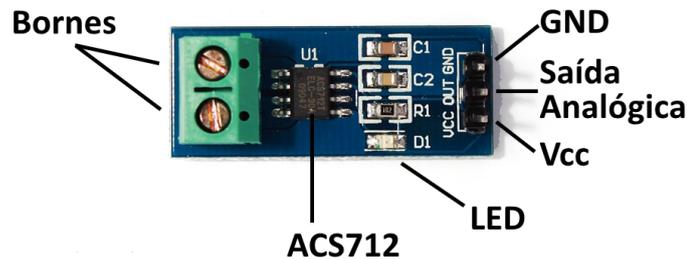


Figura 38: Sensor de corrente ACS712.

Fonte: Adaptado de (ARDUINO&CIA, 2016).

5.4.2 SENSOR DE TENSÃO

Para realizar a leitura das tensões de entrada e saída do sistema é preciso adequar o sinal fornecido pelo sensor, fazendo com que opere dentro dos valores limites da porta analógica, entre 0 e $3,3\text{ V}$. A construção do sensor de tensão pode ser verificada na Figura 38, na seção 5.3. Na Figura 39 pode ser visto os componentes usados para a construção do sensor.

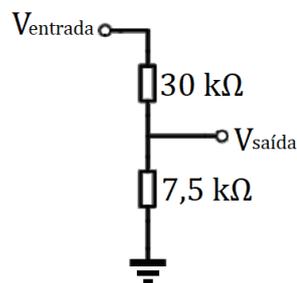


Figura 39: Sensor de tensão utilizado.

Fonte: Autoria Própria.

Os valores dos resistores adotados resultam em uma conversão de $5:1$, ou seja, a tensão máxima de entrada poderá ser de 25 V . Como o maior valor de saída do módulo fotovoltaico é de 22 V , os valores adotados satisfazem esses requisitos de operação.

5.5 FILTRO DE KALMAN

Como o ruído do sensor de corrente é prejudicial ao sistema de controle, fez-se necessário a implementação do filtro de Kalman. O mesmo é um conjunto de equações matemáticas que constitui um processo recursivo eficiente de estimação, uma vez que o erro quadrático é minimizado.

As equações do filtro de Kalman podem ser agrupadas em dois tipos distintos: equações de atualização do tempo e equações de atualização da medição. Estes dois grupos funcionam conjuntamente como um sistema com retroalimentação. As equações de atualização do tempo são responsáveis pelo avanço das variáveis de estado e das covariâncias no tempo para se obter, desta forma, as estimativas anteriores, à priori, para o próximo instante (AIUBE, 2005).

As equações de atualização das medições são responsáveis pela retroalimentação, ou seja, incorporam uma nova informação da variável observável nas estimativas anteriores para obter um ganho, ou melhoria, na estimação posterior (AIUBE, 2005).

O algoritmo foi, primeiramente, desenvolvido através do Software Matlab, que pode ser visto no Apêndice C. Após verificar a funcionalidade através do Matlab, implementou-se o código na linguagem de programação do microcontrolador.

5.6 PID

O algoritmo de controle conhecido PID, Proporcional, Integral e Derivativo, possui uma ampla utilização no mundo que necessita de um controle industrial. O seu funcionamento parte do seguinte princípio, são utilizados valores nos três coeficientes para se obter uma resposta ideal do sistema.

Como o nome sugere, o controle Proporcional realiza uma correção simétrica ao erro. Essa correção deve crescer na proporção que cresce a diferença entre o valor real e o desejado. O controle Integral realiza uma correção ao produto erro pelo tempo. O controle Derivativo executa uma correção proporcional à taxa de variação do erro, caso o erro esteja muito rápido, este deve ser reduzido para evitar oscilações.

A implementação do controlador PID, no projeto, teve como propósito forçar a corrente de operação do sistema para um *setpoint* definido pelo algoritmo SPPM.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados serão apresentados na seguinte ordem: Pulso PWM, Sensores de corrente, sensor de tensão, circuito amplificador, conversor estático, controlador PID, e algoritmo SPPM. Assim, foi possível verificar e validar cada etapa, culminando no funcionamento do sistema.

Primeiramente, analisou-se o sinal PWM, verificando a frequência de chaveamento, comportamento da variação da razão cíclica e tensão de pico. Como mostrado na Figura 40, a frequência estava em 50 kHz , tensão de pico de $3,56\text{ V}$. Ao analisar a razão cíclica, notou-se que variou conforme o valor determinado pelo algoritmo.

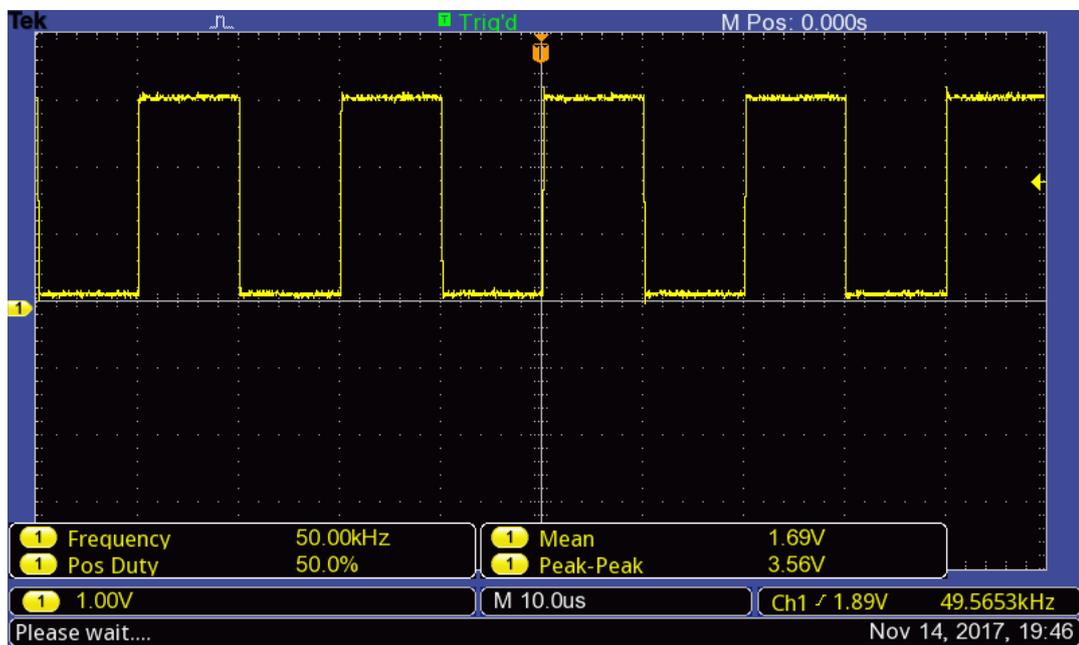


Figura 40: Frequência 50 kHz e PWM atuando.

Fonte: Autoria Própria.

Em seguida adicionou-se o circuito amplificador do sinal PWM. Como mostra a Figura 41, o sinal PWM foi aumentado de $3,56\text{ V}$ para $8,20\text{ V}$. Notou-se uma modificação na onda quadrada amplificada, diminuindo em 7% o tempo de largura ativa do pulso.

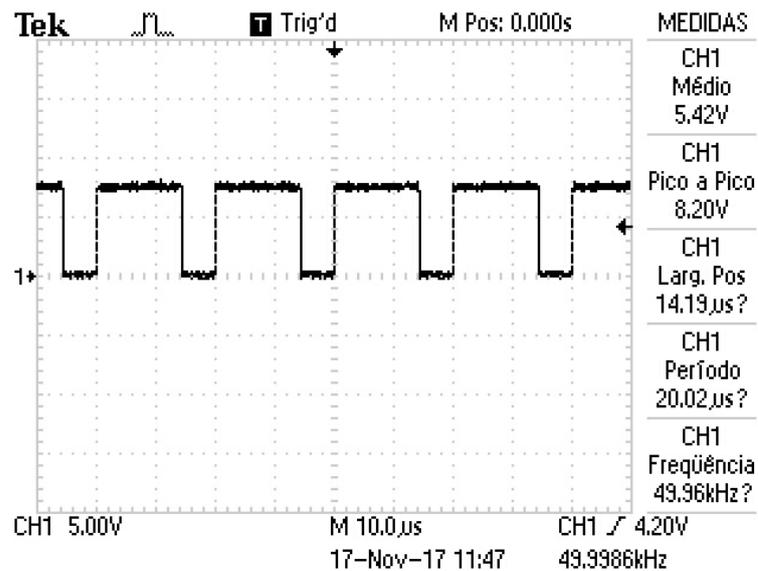


Figura 41: PWM atuando com circuito amplificador.

Fonte: Autorial Própria.

Na sequência, foram realizadas leituras dos sensores de corrente. Pode ser observado que os dados coletados apresentavam ruído, o que poderia acarretar em comportamento não desejado no sistema. A fim de mitigar esse esse fator de risco, o filtro de Kalman foi aplicado, resultando em uma leitura de corrente limpa de ruídos e mais confiável, conforme apresentado na Figura 42, o mesmo algoritmo foi aplicado aos sensores de tensão.

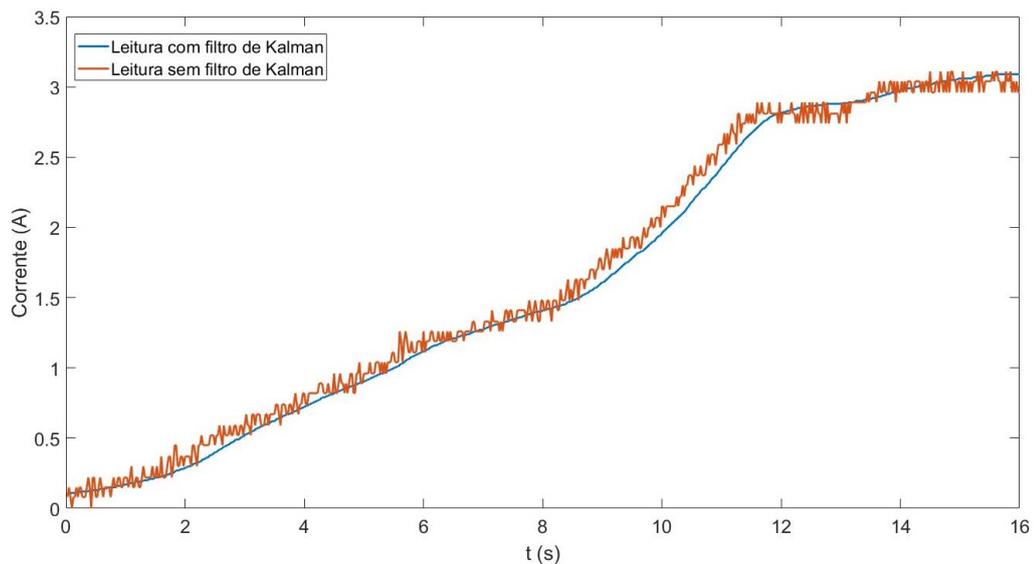


Figura 42: Filtro de Kalman aplicado no sensor de corrente.

Fonte: Autorial Própria.

Para verificar o funcionamento do conversor e do sistema de controle, introduziu-se na

entrada um degrau de 16 V através de uma fonte CC e ajustou-se o setpoint para 2,5 A, após a estabilização da corrente realizou-se as medidas necessárias para validar o funcionamento.

Para a corrente de saída em 2,5 A e em regime permanente, o conversor atua com 49% de sua razão cíclica, próximo ao valor de 46% obtido através dos cálculos e simulação. Esse aumento pode ser justificado pela perdas no sistema, como por exemplo nos semicondutores.

A Figura 43 mostra a evolução da corrente de acordo com a variação da razão cíclica, para obter o gráfico, foram alterados os parâmetros do controle, para o mesmo atuar de forma mais lenta.

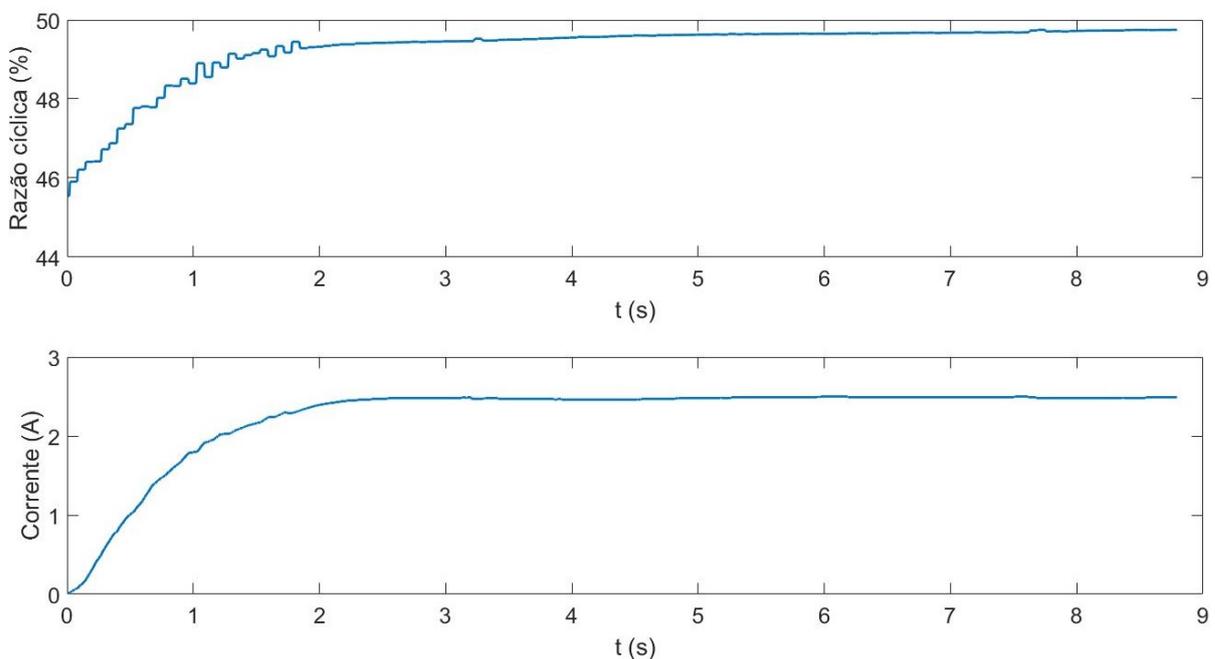


Figura 43: Evolução da corrente com a variação da razão cíclica.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 44 mostra as formas de onda no MOSFET. Como pode ser analisado, ocorreu um transiente de tensão, levando a um pico de 41,6 V. Para solucionar esse transiente pode-se criar um circuito *Snubber*, cuja a finalidade é amortecer esses transientes de alta tensão. Porém como o MOSFET IRF3205 possui especificações para tensões superiores, não necessitou-se de um circuito de proteção.

Para analisar a tensão máxima de bloqueio, não levou se em conta a tensão de pico gerada pelo transitório. Com isso nota-se que os valores obtidos foram bem próximos aos simulados, sendo 34,2 V para o medido e 33,5 V para o simulado.

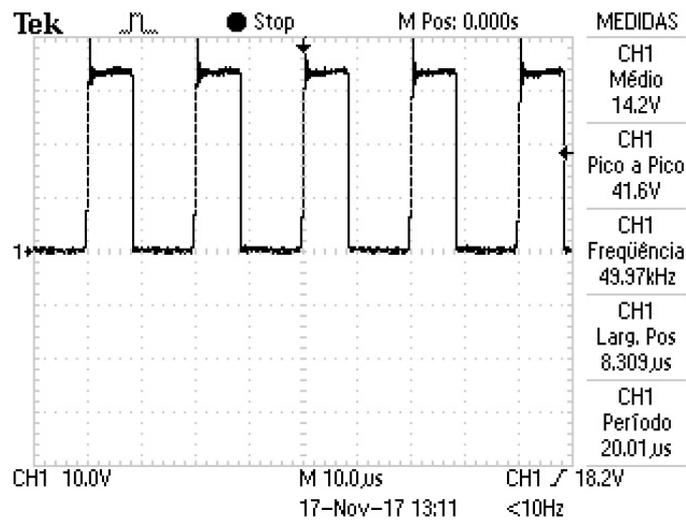


Figura 44: Forma de onda no MOSFET sem circuito *Snubber*.

Fonte: Autoria Própria.

Através de um resistor shunt de $0,1\Omega/5W$ e com auxílio do osciloscópio utilizando uma escala de 10 A/V , verificou-se as formas de onda de corrente na saída do conversor. O *setpoint* nesse momento foi ajustado para 3 A . Porém as formas de onda apresentaram excesso de ruído, dificultando a análise.

A Figura 45 mostra a forma de onda da corrente na saída do sistema, como a mesma apresenta muito ruído, adicionou-se duas linhas vermelhas na qual representa um valor de $5,33\%$ de 3 A , próximo ao determinado nos cálculos. Ao analisar a forma de onda, nota-se que a mesma encontra-se quase toda dentro da faixa de $5,33\%$.

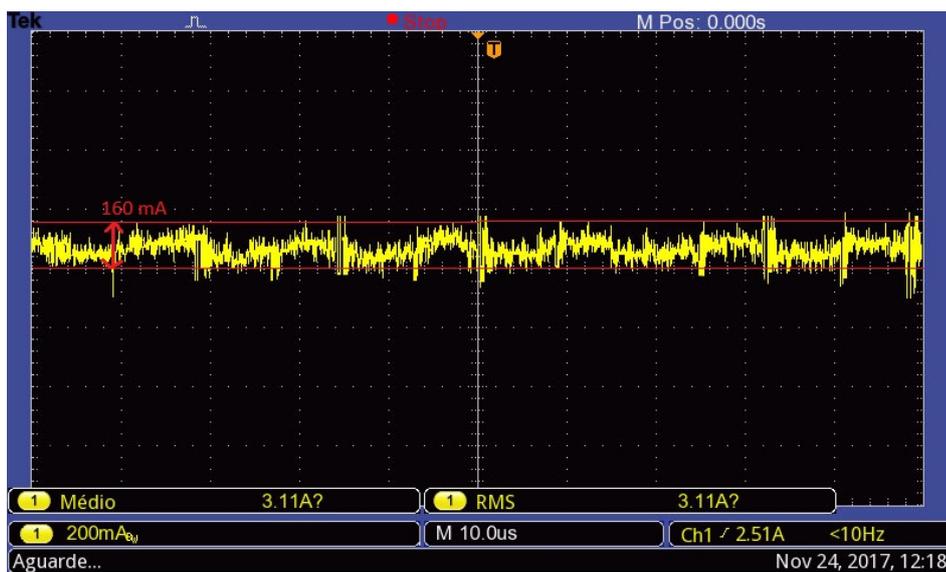


Figura 45: Forma de onda de corrente na saída do conversor.

Fonte: Autoria Própria.

Como mostra a Figura 46, a tensão média obtida no capacitor foi de 33,1 V, valor bem próximo ao valor calculado de 32,3 V e simulado de 33 V. A tensão de pico a pico foi aproximadamente 1,8 V, com isso a ondulação de tensão no capacitor foi de aproximadamente 5,4%, valor próximo ao determinado de 5%.

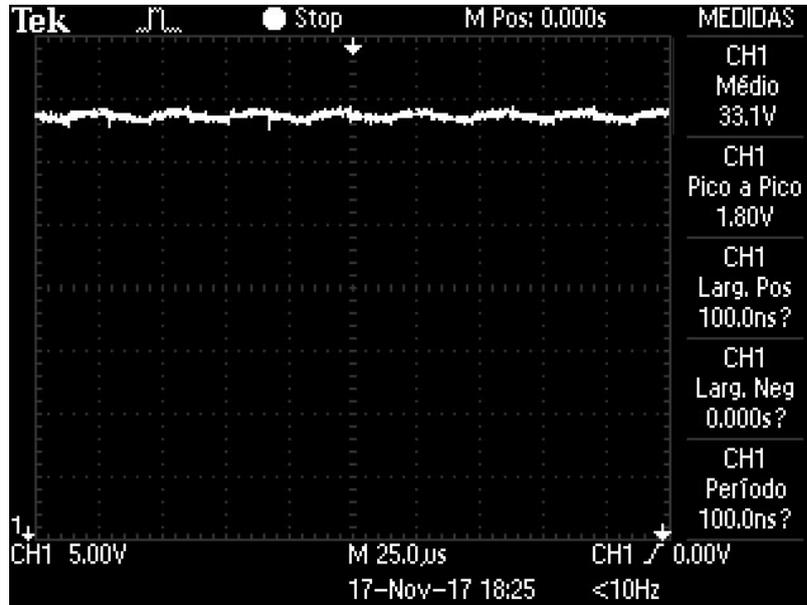


Figura 46: Forma de onda de corrente no indutor de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

Como dito anteriormente, para verificar o funcionamento do controle PID e sua eficácia, adicionou-se um degrau na entrada do conversor 16 V e um valor de setpoint igual a 2,5 A. Após diversos testes determinou que os valores mais adequados de K_p , K_i e K_d foram respectivamente de 0,02; 0,005 e 0,001. Caso o PID atue de forma mais rápida a fonte utilizada para alimentar o sistema passa a se comportar com menor estabilidade, conforme Figura 47, no qual o tempo de estabilização é igual a 4,3 segundos.

A Figura 48 mostra o comportamento da corrente na saída do conversor, no qual nota-se que não houve sobresinal e o tempo de estabilização foi de cerca de 5 segundos. Na Figura 49 pode ser visto que o erro de regime permanente, foi de aproximadamente 0,01%. Portanto o controle PID, mostrou-se aceitável para a aplicação.

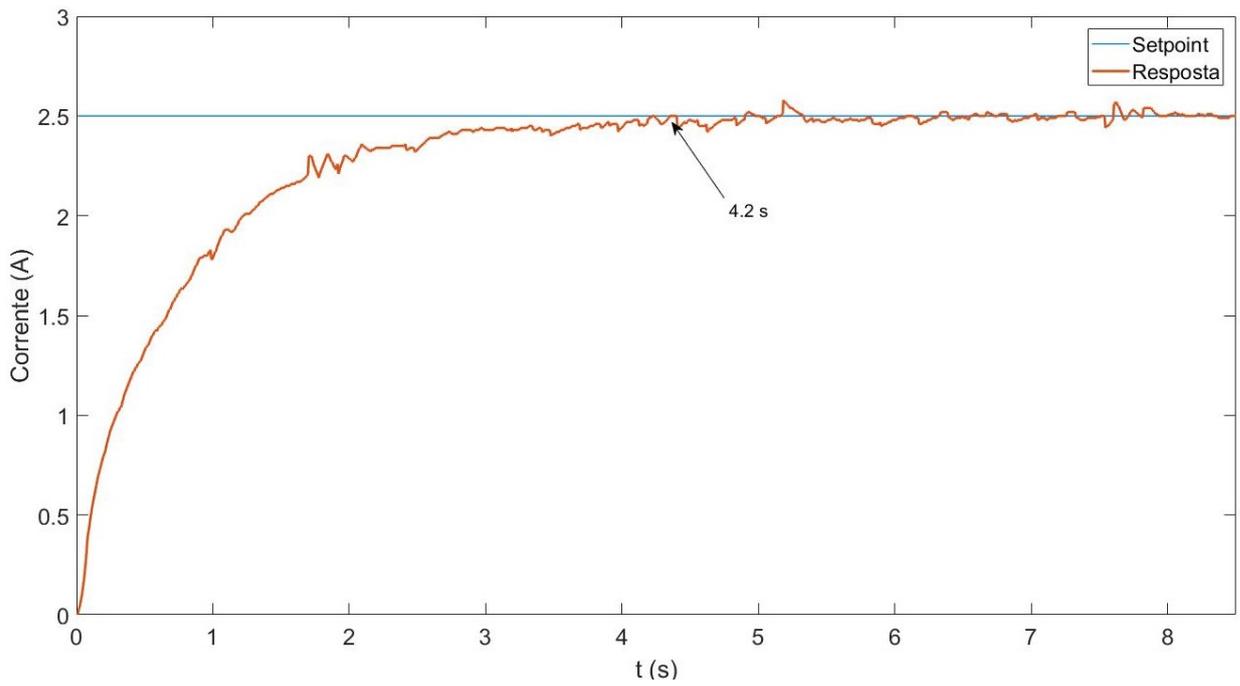


Figura 47: Comportamento da corrente na saída do conversor com tempo de estabilização menor.

Fonte: Autoria Própria.

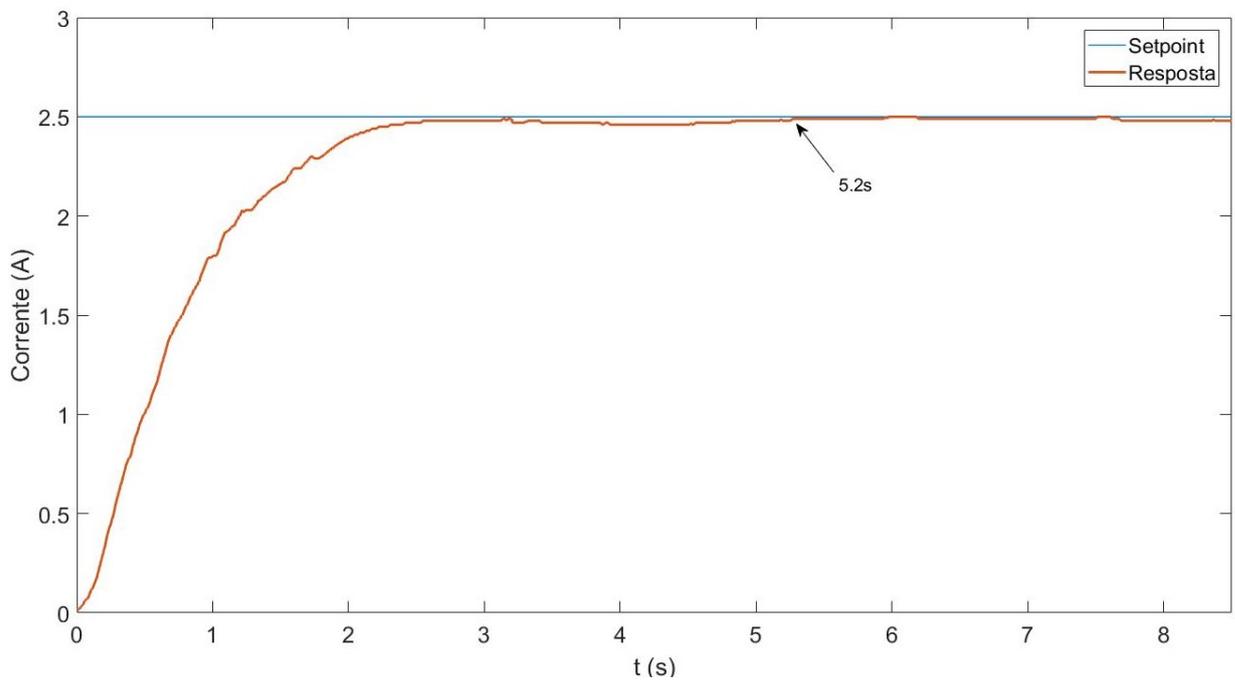


Figura 48: Comportamento da corrente na saída do conversor.

Fonte: Autoria Própria.

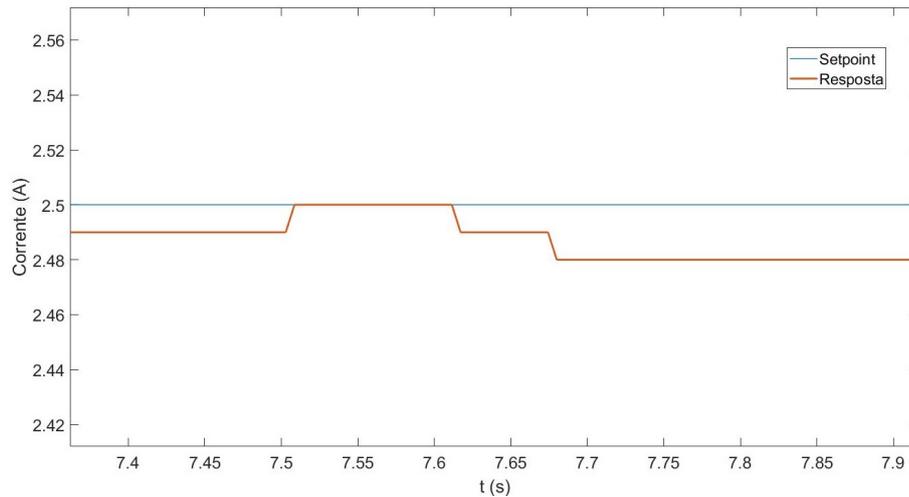


Figura 49: Erro de regime permanente.

Fonte: Autoria Própria.

Para tentar aumentar a velocidade do controle, alterou-se a fonte utilizada para alimentar o sistema, o novo modelo possui filtro em sua entrada, assim não irá prejudicar o sistema. Com isso modificou-se os valores de K_p , K_i e K_d até encontrar um controle mais eficiente. Os valores encontrados foram respectivamente 0,03; 0,08 e 0,02.

A Figura 50 mostra o comportamento da corrente de saída frente a um degrau de 16 V na entrada com os novos valores do controlador, no qual nota-se que o sobresinal foi de 0,05 A, o tempo de estabilização foi de cerca de 0,6 segundos e que o erro de regime permanente foi nulo. Portanto o controle PID utilizando uma fonte de alimentação com filtro em sua entrada, conseguiu tempos mais rápidos de estabilização, mostrando-se viável para aplicação.

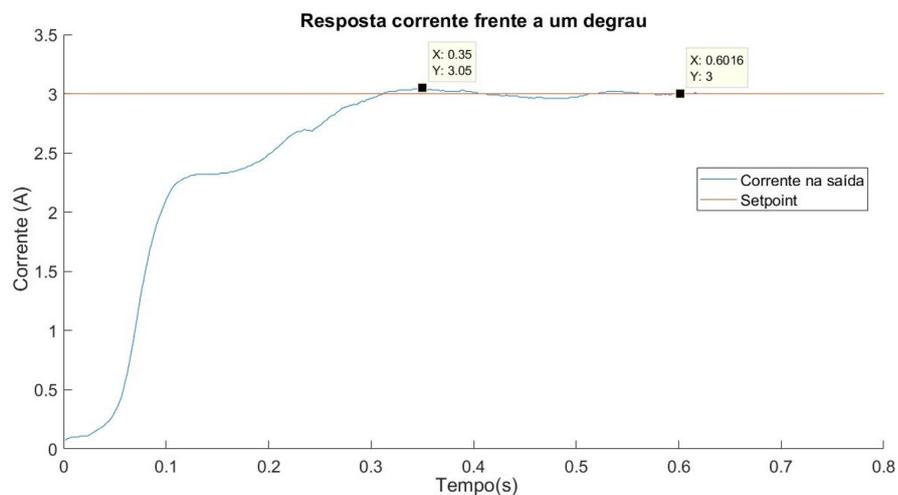


Figura 50: Comportamento da corrente na saída do conversor - Fonte com filtro na entrada.

Fonte: Autoria Própria.

Para finalizar o teste do controle PID, adicionou ao algoritmo um acréscimo de 0,5 A ao *setpoint* a cada 1,25 segundos. A Figura 51 mostra o comportamento da corrente na saída frente a variação do *setpoint*, na qual nota-se que a corrente manteve-se no *setpoint* determinado.

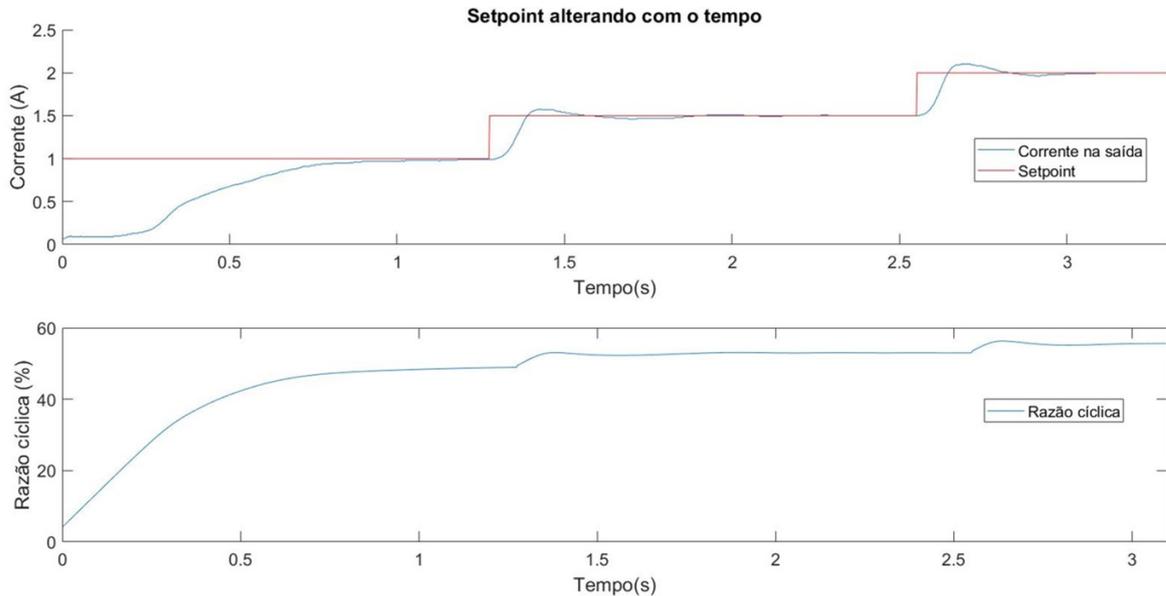


Figura 51: Comportamento da corrente na saída do conversor com variação de *setpoint*.

Fonte: Autoria Própria.

Após averiguar o funcionamento do conversor e do controle PID, realizou-se o teste do algoritmo SPPM. Para simular a curva de um módulo fotovoltaico, foram ligadas em série com a fonte de tensão, resistências, reostatos de 4Ω . Então, foi aplicado uma tensão e aguardou-se a estabilização do sistema. Como pode ser visto na Figura 52, a corrente estabilizou-se em 3,19 A e a tensão em 16,65 V. Isso demonstra que o algoritmo implementado buscou a ponto de operação cuja potência fornecida fosse a máxima possível, de 53 W, atendendo as expectativas de comportamento.

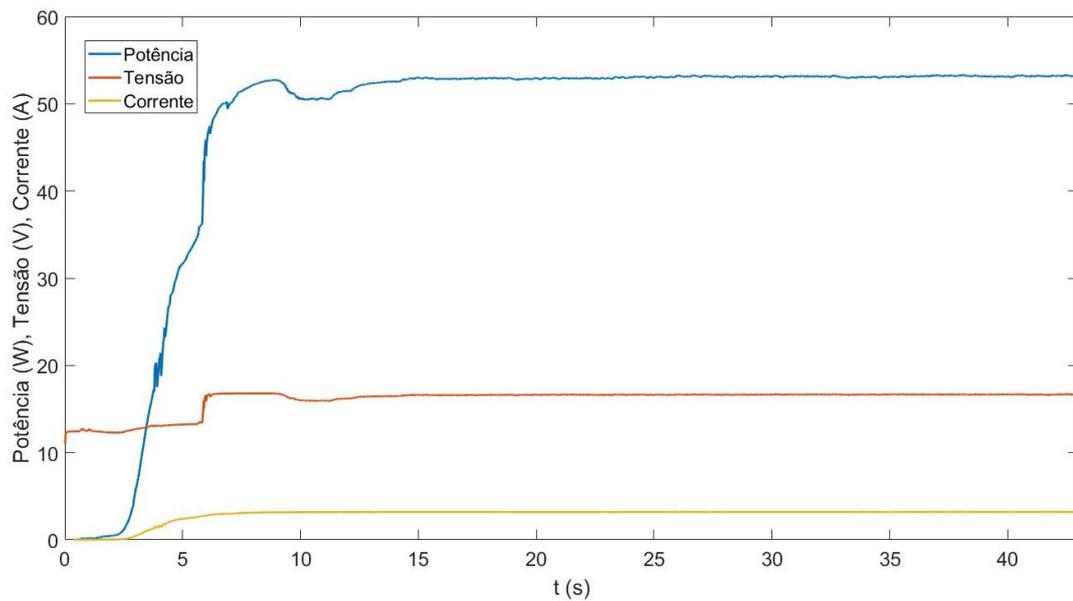


Figura 52: Forma de onda com a aplicação do algoritmo SPPM.

Fonte: Autoria Própria.

Para verificar o rendimento do conversor, mediu-se a tensão e corrente de entrada e saída do sistema para um setpoint de 3 A. A tensão e corrente na entrada foram respectivamente de 16 V e 3,27 A, enquanto na saída de 14,7 V e 3,02 A. Resultando assim em uma potência de entrada igual a 52,32 W e na saída de 44,39 W. Com isso o rendimento do conversor foi de 84,85%.

Assim, todos os elementos do controle de carga foram implementados, testados e validados em bancada.

7 CONCLUSÕES, DESAFIOS E TRABALHOS FUTUROS

Nas fases iniciais do trabalho foram realizadas revisões bibliográficas, com objetivo de entender os elementos que constituem o sistema. Na sequência, foram realizados os devidos dimensionamentos e simulações em software a fim de obter-se os dados teóricos, para então construir o protótipo.

O sistema implementado teve como principais elementos o conversor estático CC-CC, algoritmo SPPM, controlador PID e, sensores de corrente e tensão. Essencialmente, sua função é extrair o ponto de potência máximo de um módulo fotovoltaico e, armazenar essa energia em uma bateria. Dentre os resultados, destacam-se o funcionamento do do sinal PWM e sua amplificação, onde inicialmente era de 3,3 V e, depois de tratado pelo driver, passou a assumir a tensão de uma fonte externa, sendo assim possível acionar o MOSFET do conversor estático. Outro resultado satisfatório foi a aplicação do filtro de Kalman, como demonstrado na Figura 42, reduziu significativamente o ruído gerado pelo sensor de corrente, evitando distúrbios que pudessem influenciar a resposta do sistema.

O conversor, elemento essencial do sistema, obteve resultado satisfatório, conseguindo modificar a corrente da saída conforme necessidade da carga. As formas de ondas encontraram-se dentro dos valores simulados e os valores das ondulações de corrente e tensão coerentes com os valores estipulados. O rendimento do conversor também foi satisfatório chegando próximo a 85%. Com o sinal de bom funcionamento do conversor estático e do controlador PID, a curva de resposta a um degrau apresentou-se com sobressinal quase nulo, erro de estado estacionário de 0% e tempo de estabilização de, aproximadamente, 0,6 segundos.

A evidência que tais resultados são satisfatórios foram apresentados na aplicação do algoritmo SPPM, Figura 53, em que o algoritmo SPPM foi implementado, e o sistema estabilizou-se em apenas 14 segundos no ponto de potência máximo, enquanto alimentava a bateria.

Conforme discorrido, o sistema atendeu as expectativas, tanto em aspectos de instrumentação, como monitoramento das variáveis de corrente e tensão, quanto na resposta

do controlador PID e a busca do ponto de potência máximo.

Dentro da delimitação do objetivo geral, pode ser afirmado que este foi atingido em sua totalidade. O carregador de bateria foi desenvolvido de tal forma que o algoritmo seguidor de ponto de potência máximo e sistema de controle regeram o conversor estático, sendo a potência resultante armazenada na bateria. Além disso, o trabalho extrapolou sua delimitação ao implementar o filtro de Kalman para ler os sinais provenientes dos sensores de corrente.

Alguns desafios foram encontrados durante a implementação do projeto. Dentre eles, pode ser citado a escolha no sensor de corrente, que devido a imprecisão na leitura das correntes, foi necessário aplicar o filtro de Kalman.

Por motivos do chaveamento do MOSFET e o ruído gerado, a fonte de alimentação do conversor apresentou instabilidade no seu controle e em suas medidas. Para que os testes não fossem afetados necessitou trocar a fonte CC utilizada para uma mais moderna, solucionando assim o problema. Outra solução seria adicionar um capacitor na entrada da fonte para diminuir os ruídos.

Pode-se citar também a escolha do MOSFET do circuito do conversor estático, que, durante os primeiros ensaios apresentou um comportamento indesejado devido a escolha inadequada, levando a um não chaveamento do sistema, e conseqüentemente a explosão do capacitor de entrada. Logo, o MOFEST foi trocado para um modelo com maior corrente de dreno.

O projeto abre oportunidade para outros trabalhos futuros:

- Implementação de algoritmo SPPM em que o passo incremental se comporte de maneira dinâmica, ou seja, a grandeza da variável é inversamente proporcional a distância entre ponto de operação e PPM;
- Implementação do monitoramento de estado de carga (SOC);
- Identificação do sistema. Podendo este ser aplicado apenas ao conversor estático, como também, ao sistema como um todo;
- Aplicação de algoritmo genético, com a finalidade de determinar os valores da constante do controlador PID.

REFERÊNCIAS

- AIUBE, F. A. L. **Filtro de Kalman**. 2005. Disponível em: <https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/7604/7604_5.PDF>. Acesso em: 30 de outubro de 2017.
- ARDUINO&CIA. **ACS712**. 2016. Disponível em: <<http://www.arduinoocia.com.br/2016/04/como-usar-o-sensor-de-corrente-ac712.html>>. Acesso em: 11 de novembro de 2017.
- ATKINS, P. W.; JONES, L. **Princípios de Química-: Questionando a Vida Moderna e o Meio Ambiente**. Bookman Editora, 2009.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência**. Ed. do Autor, 2006.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. 2000.
- BOGNO, B.; SAWICKI, J.-P.; SALAME, T.; AILLERIE, M.; SAINT-EVE, F.; HAMANDJODA, O.; TIBI, B. **Improvement of safety, longevity and performance of lead acid battery in off-grid PV systems**. Elsevier, 2017. 3466–3478 p.
- BRAGA, C. **Baterias de Chumbo**. 2009. Disponível em: <http://www.quimica.ufpb.br/monitoria/Disciplinas/termodinamica2/material/M1_Baterias_de_chumbo_-_RONALDO_DA_SILVA_PONTES.pdf>. Acesso em: 04 de junho de 2017.
- BUCHMAN, I. **Batteries in a portable world: a handbook on rechargeable batteries for non-engineers**. 2016.
- Chang Chien, J. R.; TSENG, K. C.; YAN, B. Y. **Design of a hybrid battery charger system fed by a wind-turbine and photovoltaic power generators**. 2011. 6–13 p.
- CHRYSSIS, G. C. **High-frequency switching power supplies**. McGraw-Hill, 1989.
- COOPER, S. **Control of a satellite based photovoltaic array for optimum power draw**. Worcester Polytechnic Institute, 2008.
- DALLAN, B. S.; SCHUMANN, J. **ScienceDirect Performance evaluation of a photoelectric/thermoelectric cogeneration hybrid system**. 2015. 276–285 p.
- KARAMI, N.; MOUBAYED, N.; OUTBIB, R. **General review and classification of different MPPT Techniques**. 2017. 1–18 p.
- KHARE, V.; NEMA, S.; BARENDAR, P. **Solar-wind hybrid renewable energy system: A review**. Elsevier, 2016. 23–33 p.
- KURZWEIL, P. **Gaston Planté and his invention of the lead-acid battery-The genesis of the first practical rechargeable battery**. 2010. 4424–4434 p.

- LINDEN, D.; REDDY, T. B. **Handbook of batteries, 3ª Edição.** Chicago, EUA. 2001. 1454 p. Disponível em: <http://www.etf.unssa.rs.ba/šlubura/diplomski_radovi/Završni_rad_MarkoSilj/Literatura/Handbook%20Of%20Batteries%203rd%20Edition.pdf>. Acesso em: 09 de outubro de 2016.
- LUO, F. L.; YE, H. **Advanced dc/dc converters.** crc Press, 2003.
- MAHESH, A.; SANDHU, K. S. **Hybrid wind/photovoltaic energy system developments: Critical review and findings.** 2015. 1135–1147 p.
- MARISARLA, C.; KUMAR, K. R. **A Hybrid Wind and Solar Energy System with Battery Energy Storage for an Isolated System.** 2013. 99–104 p.
- MASTERS, G. M. **Renewable and Efficient Electric Power Systems.** 2004. 51–105 p.
- MASTROMAURO, R. A.; LISERRE, M.; MEMBER, S.; AQUILA, A. D. **Control Issues in Single-Stage Photovoltaic Systems : MPPT , Current and Voltage Control.** 2012. 241–254 p.
- MOUBAYED, N.; EL-ALI, A. L. I.; OUTBIB, R. **Control of an hybrid solar-wind system with acid battery for storage.** 2009. 307–318 p.
- PAI, F.-S.; CHAO, R.-M. **A new algorithm to photovoltaic power point tracking problems with quadratic maximization.** IEEE, 2010. 262–264 p.
- PENA, R. **Fontes renováveis de energia.** 2014. Disponível em: <<http://brasilecola.uol.com.br/geografia/fontes-renovaveis-energia.htm>>. Acesso em: 03 de outubro de 2016.
- PILLER, S.; PERRIN, M.; JOSSEN, A. **Methods for state-of-charge determination and their applications: Proceedings of the 22nd International Power Sources Symposium.** 2001. 113–120 p.
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos. CEPEL - CRESESB, Rio de Janeiro, Brasil.** 2004. 530 p.
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos.** 2014.
- POMILIO, J. A. **Conversores CC-CC elevadores de tensão.** 2007. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/>>. Acesso em: 08 de maio de 2017.
- PVPS, I. **Snapshot of Global Photovoltaic Markets.** 2016.
- ROSA, A. R. O.; GASPARIN, F. P. **Panorama da Energia Solar Fotovoltaica no Brasil.** 2016. 140–147 p.
- SOUZA, C.; MURTA, J. **Baterias.** 2003.
- STEDILE, R.; JUNIOR, J. U.; GULES, R.; SANTOS, H. B. **Conversor CUK Aplicado Em Um Sistema Fotovoltaico Isolado.** 2016.
- STUFF, B. **What are the 3 Stages of Smart Chargers?** 2015. Disponível em: <<https://www.batterystuff.com/blog/3-stages-of-smart-chargers.html>>. Acesso em: 19 de junho de 2017.

TERUO, L.; JÚNIOR, L. C. G.; OLIVEIRA, J. **Empilhadeira Robótica - Trabalho de Conclusão de Curso**. 2015.

TI. **Getting Started with the Tiva™ TM4C123G LaunchPad Workshop**. 2013. Disponível em: <https://www.cse.iitb.ac.in/erts/html_pages/Resources/Tiva/TM4C123G_LaunchPad_Workshop_Workbook.pdf>. Acesso em: 11 de novembro de 2017.

VALLÊRA, A. M.; BRITO, M. C. **Meio século de história fotovoltaica**. 2006. 10–15 p.

APÊNDICE A - DEFINIÇÕES DAS FÓRMULAS UTILIZADAS

A.1 ANÁLISE QUANTITATIVA DE UM CIRCUITO PRÁTICO

O circuito a ser analisado pode ser visto na Figura 53.a, as nomenclaturas também serão de acordo com os apresentados na mesma. Nota-se que a carga é constituída por um resistor em paralelo com um capacitor, e ambos em série com um indutor.

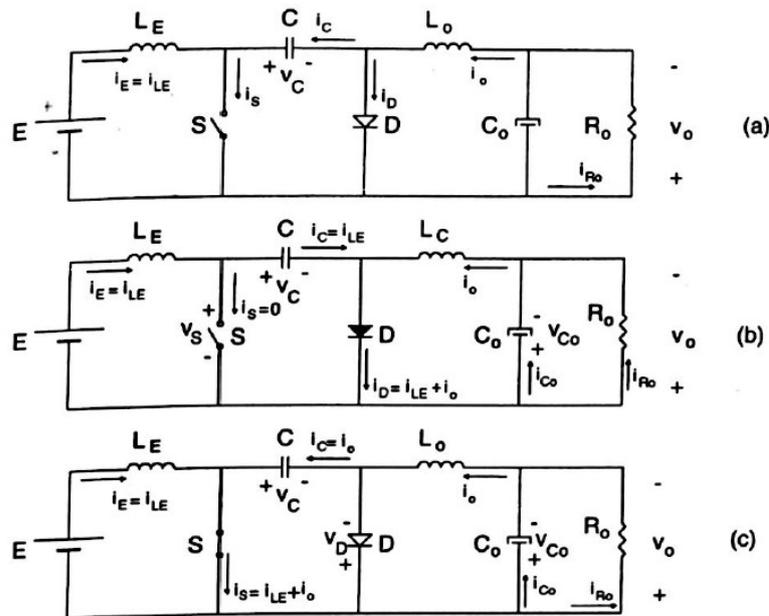


Figura 53: Circuito de potência real do conversor $\acute{C}uk$.

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

Da mesma forma que o circuito ideal, esse conversor possui duas etapas de operação.

Primeira etapa, Figura 53.b: a chave S está aberta logo o diodo estará conduzindo. As correntes i_{LE} e i_o circulam pelo diodo D . Durante essa etapa o capacitor C é carregado pela energia proveniente da fonte de entrada E e a da indutância L_E . A corrente i_{LE} decresce devido à tensão V_c ser maior que E . A energia armazenada em L_o é transferida para a carga; portanto, a corrente i_o também decresce.

Segunda etapa, Figura 53.c: durante esta etapa a chave S permanece fechada e o diodo D em corte. As correntes i_{LE} e i_o circulam pela chave S . O capacitor C se descarrega, transferindo sua energia para a carga e para a indutância L_o . Neste caso a corrente i_o cresce. A fonte de entrada E alimenta o indutor L_E causando o aumento da corrente i_{LE} .

As principais formas de onda em regime são mostradas na Figura 54.

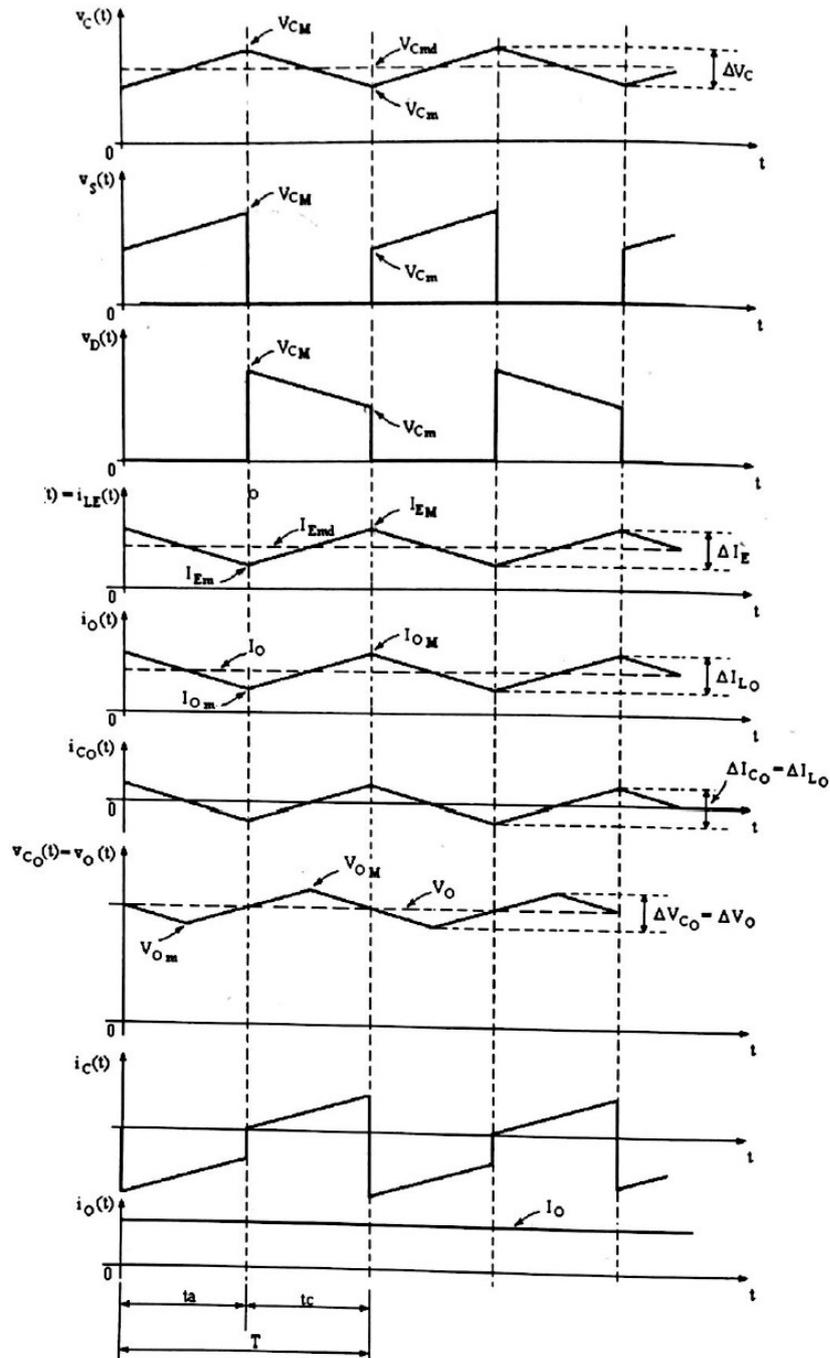


Figura 54: Principais formas de onda em regime permanente.

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

A próxima etapa aborda os cálculos que serão utilizados para dimensionar o conversor.

A.2 DETERMINAÇÃO DAS ONDULAÇÕES DE CORRENTE

A.2.1 CÁLCULO DE ΔI_E (ONDULAÇÃO DE CORRENTE DE ENTRADA)

A ondulação da corrente de entrada é a própria ondulação de corrente no indutor L_E . Admitindo que a corrente de entrada cresce linearmente durante o espaço de tempo em que a chave S permanece fechada tem-se:

$$E = L_E \frac{\Delta I_E}{\Delta t}. \quad (15)$$

Onde:

$$\Delta I_E = I_{EM} - I_{Em}. \quad (16)$$

Logo,

$$\Delta I_E = \frac{Etc}{L_E}. \quad (17)$$

Sabendo que,

$$\frac{tc}{T} = D \rightarrow tc = DT = \frac{D}{f}. \quad (18)$$

Tem-se que a ondulação de entrada é dada por,

$$\Delta I_E = \frac{ED}{fL_E}. \quad (19)$$

Sendo f a frequência de chaveamento.

A.2.2 RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO MÉDIA NO CAPACITOR C E A TENSÃO DE ENTRADA E

Durante o tempo de abertura t_a da chave S o capacitor C se carrega. A corrente de entrada i_E cai linearmente, em virtude da tensão média no capacitor C ser maior que a tensão

de entrada E . Assim:

$$E - V_{C_{md}} = -L_E \frac{\Delta I_E}{t_a}. \quad (20)$$

Ou,

$$\Delta I_E = \frac{-(E - V_{C_{md}})t_a}{L_E}. \quad (21)$$

Igualando a Equação (21) e Equação (17) obtém-se:

$$Et_c = -(E - V_{C_{md}})t_a. \quad (22)$$

Sabendo que $t_a = (1 - D) \cdot T$, e substituindo a Equação (18) em Equação (22), obtém-se a relação entre a tensão média no capacitor C e a tensão de entrada E , apresentada a seguir:

$$V_{C_{md}} = \frac{E}{1 - D}. \quad (23)$$

A.2.3 CÁLCULO DE ΔI_{Lo} (ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR I_{Lo})

Durante o tempo de condução do diodo D a corrente I_{Lo} decresce linearmente, desse modo:

$$V_o = -L_o \frac{\Delta I_{Lo}}{t_a}. \quad (24)$$

Onde:

$$t_a = (1 - D)T. \quad (25)$$

Assim,

$$\Delta I_{Lo} = \frac{(-V_o)(1 - D)}{fL_o}. \quad (26)$$

A interpretação física do sinal negativo apresentada na Equação (26) mostra que o sentido da corrente no indutor está invertido em relação a polaridade da tensão aplicada nos terminais do indutor.

A.3 RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO MÉDIA NA CARGA (V_o) E A TENSÃO DE ENTRADA E

Durante o tempo t_c a corrente i_o cresce linearmente conforme mostra a Figura 53. Logo,

$$V_{c_{md}} - V_o = -L_o \frac{\Delta I_{L_o}}{t_c}. \quad (27)$$

Obtendo-se ΔI_{L_o} através da Equação (24) e igualando a Equação (27), tem-se:

$$\Delta I_{L_o} = -\frac{(V_{c_{md}} - V_o)t_c}{L_o} = -\frac{V_o}{L_o}t_a. \quad (28)$$

Onde:

$$t_c = DT \quad \text{e} \quad t_a = (1 - D)T. \quad (29)$$

Desse modo,

$$-\frac{(V_{c_{md}} - V_o)DT}{L_o} = -\frac{V_o(1 - D)T}{L_o}. \quad (30)$$

Portanto a relação entre a tensão média no capacitor C e a tensão média na carga é,

$$V_{c_{md}} = \frac{V_o}{D}. \quad (31)$$

A relação entre a tensão média na carga (V_o) e a tensão de entrada E é obtida substituindo-se a Equação (23) na Equação (31), ou seja:

$$V_o = \frac{D}{1 - D}E. \quad (32)$$

Levando o valor de V_o , obtido na Equação (32) na Equação (26), determina que a ondulação de corrente no indutor de filtragem L_o é:

$$\Delta I_{L_o} = \frac{E \cdot D}{fL_o}. \quad (33)$$

Conforme pode observar-se o conversor *Ćuk* é baseado na transferência de energia

armazenada no capacitor C . Portanto, a corrente de entrada deverá ser sempre contínua. Quando a chave S está fechada as correntes provenientes dos indutores L_E e L_o circulam pela mesma provocando picos elevados de corrente.

A.4 DETERMINAÇÃO DAS ONDULAÇÕES DE TENSÃO

A.4.1 CÁLCULO DE ΔV_C (ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR C)

Durante o tempo t_a , a chave S está aberta e o capacitor C se carrega através da corrente de entrada i_E . A corrente média de carga do capacitor C será I_{Emd} . Logo, a ondulação de tensão é dado por:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_a} E_{md} dt = \frac{I_{Emd}}{C}. \quad (34)$$

A partir da Equação (29), chega se que a ondulação de tensão no capacitor C será:

$$\Delta V_C = \frac{I_{Emd}(1-D)}{fC}. \quad (35)$$

A.4.2 CÁLCULO DE ΔV_o (ONDULAÇÃO DE TENSÃO NA CARGA)

A ondulação de tensão na carga é própria ondulação de tensão no capacitor C_o . Para o estudo deste item admite-se que toda a componente alternada da corrente i_o circula pelo capacitor C_o . Logo: $\Delta I_{C_o} = \Delta I_{L_o}$.

A tensão no capacitor C_o de saída é máxima quando $D = 0,5 \Rightarrow t_c = \frac{T}{2}$. Desse modo a corrente $i_{C_o}(t)$ adquire a forma representada na Figura 54.

A ondulação de tensão ΔV_o no capacitor C_o se dá durante o tempo $\frac{T}{2}$, assinalado na Figura 55.

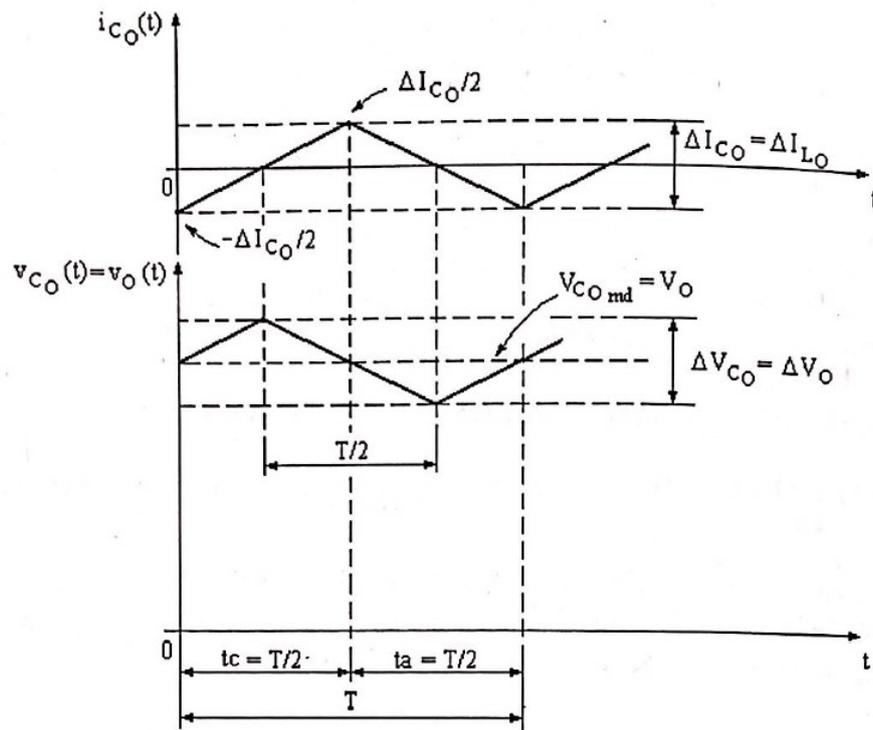


Figura 55: Detalhe da ondulação de tensão ΔV_o e da ondulação ΔI_{L_o} .

Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000).

Logo:

$$\Delta V_o = \Delta V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \left[\int_0^{\frac{T}{4}} \left(\frac{\Delta I_{C_o}}{2} \frac{4}{T} t dt \right) + \int_0^{\frac{T}{4}} \left(\frac{\Delta I_{C_o}}{2} - \frac{\Delta I_{C_o}}{2} \frac{4}{T} t \right) dt \right]. \quad (36)$$

Ou,

$$\Delta V_{C_o} = \frac{\Delta I_{C_o}}{8fC_o}. \quad (37)$$

A partir da Equação (42), tem-se:

$$\Delta I_{L_o} = \Delta I_{C_o} = \frac{E.D}{fL_o}. \quad (38)$$

Portanto pode-se definir a ondulação de tensão na carga R_o :

$$\Delta V_o = \Delta V_{C_o} = \frac{E.D}{8f^2C_oL_o}. \quad (39)$$

APÊNDICE B – CÓDIGO PARA DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

```
1 %% DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE CARGA PARA UM
   BANCO DE BATERIAS SUPRIDAS POR UM GERADOR FOTOVOLTAICO
2
3 % Dimensionamento dos componentes para um conversor Cuk
4
5 % ##### DADOS #####
6
7 % CORRENTE NOMINAL
8 In = 5;
9 Ie = In;
10
11 % TENSÃO PARA PIOR CASO
12 V_pior_caso = 19;
13 E = V_pior_caso;
14
15 % MAIOR VALOR DE TENSÃO DE SAÍDA
16 Eo = 12;
17
18 % POTÊNCIA SAÍDA
19 Po = 80;
20
21 % FREQUENCIA DE CHAVEAMENTO
22 f = 50000;
23
24 % Corrente máxima de saída
25 Io = Po/Eo;
26
27 % ONDULAÇÃO DA CORRENTE ENTRADA
```

```
28 delta_Ie = 0.05*Ie;
29
30 % ONDULAÇÃO DA CORRENTE SAÍDA
31 delta_Io = 0.1*Io;
32
33 % ONDULAÇÃO DA TENSÃO ENTRADA
34 delta_Vo = 0.05*Eo;
35
36 % ##### CALCULOS #####
37
38 % Cálculo potência entrada
39 Pe = Ie*E;
40
41 % Cálculo Duty Cycle para pior caso
42 i = Eo/E;
43 D = i/(1+i);
44
45 % Cálculo tensão média capacitor
46 Vcmed = E/(1-D);
47
48 % ONDULAÇÃO DA TENSÃO SAÍDA
49 delta_Ve = 0.05*Vcmed;
50
51 % Cálculo indutância Le através da ondulação
52 Le = E*D/(delta_Ie*f);
53
54 % Cálculo indutância Lo através da ondulação
55 Lo = -Eo*(1-D)/(delta_Io*f);
56
57 % Cálculo capacitor Ce
58 T = 1/f;
59 Ce = Ie*(1-D)/(f*delta_Ve);
60
61 % Cálculo capacitor Co
62 Co = E*D/(8*(f^2)*Lo*delta_Vo);
```

```
63  
64 % Cálculo tensão máxima capacitor de entrada  
65 ta = (1-D)*T;  
66  
67 Vcemax = (E*T/ta - delta_Ve/2);
```

APÊNDICE C - CÓDIGO DO FILTRO DE KALMAN

```

1 Algoritmo de Kalman
2 %% filtro de Kalman
3 xa(1) = 0;
4 sigma1 = 1;
5 a = 1;
6 c = 1;
7 H = 1;
8
9 pa(1) = 1; %matriz de covariancia de estado
10 erro = 1.5;
11 R = erro^2; %covariancia do ruido do sensor
12
13 for (i=1:502)
14     j(i) = i;
15
16     %propagação-----
17
18     xp(i) = a*xa(i-1);
19     p(i) = a*pa(i-1)*a+c*sigma1*c;
20
21     %atualização-----
22
23     KK(i) = p(i)*H/(H*p(i)*H+R);
24     pa(i) = p(i) -KK(i) * H*p(i);
25     xa(i) = xp(i) + KK(i)*(ax(i) - H*xp(i));
26
27 end

```