

**UNIVERSIDADE REGIONAL INTEGRADA DO ALTO URUGUAI E DAS MISSÕES
PRÓ-REITORIA DE ENSINO, PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
CÂMPUS DE ERECHIM
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS E CIÊNCIA DA COMPUTAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

LUCAS ENGEL

**PROJETO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST COM
APLICAÇÃO DE MÉTODO DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ERECHIM - RS
2019**

LUCAS ENGEL

**PROJETO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST COM
APLICAÇÃO DE MÉTODO DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA**

**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como requi-
sito parcial à obtenção do título de Bacharel
em Engenharia Elétrica, Departamento de
Engenharias e Ciência da Computação da
Universidade Regional Integrada do Alto
Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.**

Orientador: Prof. Adilson Luís Stankiewicz

LUCAS ENGEL

**PROJETO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST COM
APLICAÇÃO DE MÉTODO DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA**

**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como requi-
sito parcial à obtenção do título de Bacharel
em Engenharia Elétrica, Departamento de
Engenharias e Ciência da Computação da
Universidade Regional Integrada do Alto
Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.**

Erechim, 02 de dezembro de 2019.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Me. Adilson Luis Stankiewicz (Orientador)
URI Erechim



Prof. Me Claudio Augusto Zakrzewski (Examinador)
URI Erechim



Prof. Esp. Glênio Luis de Vasconcellos Rigoni (Examinador)
URI Erechim

Dedico este trabalho a todos que auxiliaram e
contribuíram para o seu desenvolvimento.

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos ao orientador, Adilson Luís Stankiewicz, pela ajuda, incentivo perante as dificuldades, compartilhamento de ideias e por sua amizade. Ao coordenador do curso de Engenharia Elétrica Prof. Dr. Cássio Luciano Baratieri, pelas experiências repassadas e conhecimentos transmitidos durante a minha jornada acadêmica.

À Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões - Câmpus de Erechim, ao Curso de Engenharia Elétrica e a todos os professores que contribuíram para a minha formação acadêmica e profissional.

À monitora dos laboratórios do curso de Engenharia Elétrica, Marciele Schwanke, pela amizade, ajuda e contribuição ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus colegas que estiveram comigo durante o curso de Engenharia Elétrica, em especial aos amigos Afonso Hinkel Junior, Marcos Ismael e Martin Daniel Schultz pelo apoio durante toda a minha jornada acadêmica.

À minha esposa Geisa Heidy Gelhardt Engel pelo incentivo, apoio, amor e compreensão durante os dias de experimento e as estendidas horas de estudo. Aos meus pais e à minha família, que me auxiliaram e apoiaram incondicionalmente durante essa caminhada, concedendo a base para minha formação pessoal.

*Success consists of going from failure to failure
without loss of enthusiasm.*

(Winston Churchill)

RESUMO

Esta monografia se dedica ao estudo e projeto de um conversor estático CC-CC Buck Boost para a aplicação de método de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT) em sistemas de geração fotovoltaica. Estes sistemas utilizam conversores CC-CC para adequar os níveis de tensão e corrente ao solicitado pela carga, sendo necessário para tanto a integração de um dispositivo para aumentar a eficiência do fornecimento de energia pelo painel fotovoltaico. Este recurso é denominado MPPT, que consiste no controle da variação da razão cíclica da chave do conversor, de modo que se atinja o ponto ótimo de operação. Com esse sistema, é possível extrair o máximo de energia do painel, reduzindo efeitos como variações de irradiação e aumento de temperatura. Para alcançar os objetivos propostos, realizou-se uma revisão bibliográfica envolvendo os princípios de funcionamento da geração fotovoltaica, definindo-se o modelo matemático da célula fotovoltaica. Em seguida apresentou-se os métodos de rastreamento selecionados para este estudo, o Perturba e Observa, Condutância Incremental e o Temperatura. Na sequência abordou-se os princípios de funcionamento do conversor Buck-Boost, demonstrando suas características elétricas, o equacionamento para dimensionar os componentes do circuito, formas de onda e a simulação do sistema de geração aplicando os métodos selecionados utilizando o software PSIM. Por fim, elaborou-se os protótipos e conectou-se com o módulo KD 140SX para a validação do sistema em bancada, visando encontrar qual dentre eles possui um maior fator de rastreamento do ponto de máxima potência, para que, por fim, haja um aumento na eficiência de geração do sistema fotovoltaico.

Palavras-chave: Conversor CC-CC Buck-Boost. Rastreamento de Ponto de Máxima Potência. Geração Fotovoltaica.

ABSTRACT

This monograph is dedicated to the study and design of a CC-CC Buck Boost static converter for the application of maximum power point tracking method (MPPT) in photovoltaic generation systems. Photovoltaic systems use DC-DC converters to adjust voltage and current levels to those requested by the load, necessitating the integration of a device to increase the efficiency of the power supply by the photovoltaic panel. This feature is called MPPT, which consists of controlling the change in the cyclic ratio of the converter key so that the optimum point of operation is reached. With this system, it is possible to extract the maximum energy from the panel, reducing effects such as irradiance and temperature variations. To achieve the proposed objectives, a literature review was performed involving the principles of operation of photovoltaic generation, defining the mathematical model of the photovoltaic cell. Following is the screening methods selected for this study, the Perturbation and Observe, Incremental Conductance, and the Temperature. After that, the Buck-Boost converter operating principles were approached, demonstrating its electrical characteristics, the equation to dimension the circuit components, waveforms and the generation system simulation applying the selected methods. The results of this work were obtained by simulation using the PSIM software. Finally, the prototypes were elaborated and connected with the KD 140SX module for the validation of the workbench system, aiming to find out which one has the highest maximum power point tracking factor, so that, finally, there is a increased efficiency of photovoltaic system generation.

Keywords: DC-DC Converters. Maximum Power Point Tracking. Photovoltaic Generation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Representação geral do sistema proposto.....	17
Figura 2 – Representação de uma célula fotovoltaica.....	18
Figura 3 – MPP na curva $I \times V$ de um módulo fotovoltaico.....	19
Figura 4 – Ponto MPPT na curva $P \times V$ de um módulo fotovoltaico.....	20
Figura 5 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.....	21
Figura 6 – Diagrama de um sistema de MPPT.....	23
Figura 7 – Fluxograma proposto para o método PeO.....	25
Figura 8 – Fluxograma proposto para o método Temp.....	26
Figura 9 – Fluxograma proposto para o método Incond.....	27
Figura 10 – (a) Conversor CC-CC Buck-Boost; (b) Primeira etapa de operação em MCC; (c) Segunda etapa de operação em MCC.....	30
Figura 11 – Principais formas de onda do conversor Buck-Boost operando no MCC.....	31
Figura 12 – Ciclo da tensão no Indutor v_L durante o MCC.....	32
Figura 13 – Ciclo da corrente elétrica no indutor i_L no MCC.....	34
Figura 14 – Forma de onda da corrente I_{in} em MCC.....	35
Figura 15 – Circuito <i>snubber</i> sobre o MOSFET.....	38
Figura 16 – Circuito de simulação do conversor Buck-Boost.....	43
Figura 17 – Forma de onda das tensões de entrada V_{in} e saída V_{out}	43
Figura 18 – Forma de onda da tensão e corrente no indutor v_L e i_L	44
Figura 19 – Forma de onda da tensão e corrente na chave de potência v_S e i_S	44
Figura 20 – Forma de onda das correntes no capacitor i_C e no diodo i_D	45
Figura 21 – Forma de onda da tensão no capacitor v_C e da corrente de saída I_{out}	45
Figura 22 – Circuito utilizado validação dos métodos de MPPT.....	47
Figura 23 – Método PeO com degraus de irradiação.....	48
Figura 24 – Método Incond com degraus de irradiação.....	48
Figura 25 – Método Temp com degraus de irradiação.....	48
Figura 26 – Método PeO com degraus de temperatura.....	49
Figura 27 – Método Incond com degraus de temperatura.....	49
Figura 28 – Método Temp com degraus de temperatura.....	50
Figura 29 – Método PeO com rampa de irradiação e temperatura.....	50
Figura 30 – Método Incond com rampa de irradiação e temperatura.....	51
Figura 31 – Método Temp com rampa de irradiação e temperatura.....	51
Figura 32 – Fator de rastreamento médio dos métodos de MPPT.....	52
Figura 33 – Circuito desenvolvido para a fonte de alimentação dos circuitos.....	55
Figura 34 – Circuitos elaborados para os sensores de I_{in} e V_{in}	55
Figura 35 – Circuito elaborado para o sensor de irradiação.....	57
Figura 36 – Circuito do <i>driver</i> IR-2104.....	58
Figura 37 – Configuração adotada para conversor Buck-Boost.....	59
Figura 38 – (a) Entrada do conversor Buck-Boost; (b) Saída do conversor Buck-Boost..	60

Figura 39 – Sinal PWM para o acionamento do MOSFET	61
Figura 40 – Comportamento da corrente I_{in} com relação ao sinal PWM.....	62
Figura 41 – (a) Sinal de saída do Ampop com interferência do ruído; (b) Variação de amplitude do sinal saída do Ampop com correção	63
Figura 42 – Sensor elaborado para a medição de corrente do sistema utilizando o TC HMCT103C.....	63
Figura 43 – Bancada experimental utilizada para a obtenção das medidas.....	64
Figura 44 – Potência de entrada P_{in} conforme a implementação do método Incond.....	65
Figura 45 – Potência de saída P_{out} conforme implementação do método Incond.....	65
Quadro 1 – Ganho estático dos conversores CC-CC.....	28

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros elétricos do módulo KD140SX.....	20
Tabela 2 – Parâmetros elétricos do projeto.....	40
Tabela 3 – Parâmetros calculados do conversor Buck-Boost.....	42
Tabela 4 – Performance dos métodos de MPPT.....	66

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MPPT	Método de Rastreamento de Ponto de Máxima Potência
MPP	Ponto de Máxima Potência
<i>NOCT</i>	Temperatura Normal de Operação da Célula
<i>STC</i>	Condições de Teste Padrão
PeO	Método Perturba e Observa
Incond	Método da Condutância Incremental
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
FM	Modulação por Frequência
PWM	Modulação por Largura de Pulso
TF	Fator de Rastramento
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
Ampop	Amplificador operacional
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{ca}	Tensão de circuito aberto [V]
I_{cc}	Corrente de curto-circuito [A]
V_{mp}	Tensão de máxima potência [V]
I_{mp}	Corrente de máxima potência [A]
I_{ph}	Corrente elétrica gerada pela célula fotovoltaica [A]
D_{ph}	Diodo representando uma junção P-N
I_{modulo}	Corrente nos terminais da célula fotovoltaica [A]
I_{diodo}	Corrente elétrica aplicada no diodo D_{ph} [A]
R_p	Perdas internas de uma célula fotovoltaica [Ω]
R_s	Queda de tensão nos terminais de uma célula fotovoltaica [Ω]
A	Fator de idealidade do diodo
I_{Sc}	Corrente nominal gerada em condições de teste [A]
I_D	Corrente no diodo [A]
I_{Rp}	Corrente de fuga do material [A]
μ_I	Coefficiente de temperatura de curto-circuito [A/°C]
T	Temperatura da célula fotovoltaica [K]
T_{ref}	Temperatura em condições padrão de teste [K]
S	Radiação solar [W/m^2]
S_{ref}	Radiação em condições padrão de teste [W/m^2]
V_{ca}	Tensão de circuito aberto [V]
μ_V	Coefficiente de temperatura de circuito aberto [A/°C]
q	Carga do elétron [$1,60217 \times 10^{-19} C$]
k	Constante de Boltzmann [$1,3806 \times 10^{-23} J/K$]
n_s	Número de células em série
ΔP	Variação na potência do conjunto de geração fotovoltaica
G_V	Ganho estático dos conversores CC-CC
D	Razão cíclica
Δi_L	Variação da Corrente no indutor [A]
t_{rr}	Tempo mínimo de recuperação reversa [s]
D_{min}	Taxa de trabalho mínima da chave
$D_{snubber}$	Diodo do circuito <i>snubber</i>
$R_{snubber}$	Resistência de descarga do circuito <i>snubber</i> [Ω]

$C_{snubber}$	Capacitor do circuito <i>snubber</i> [H]
$P_{Rsnubber}$	Potência mínima de descarga do circuito <i>snubber</i> [P]
$V_{DS\ min}$	Tensão mínima de rompimento <i>drain-source</i> do MOSFET [V]
i_{Dmed}	Corrente média no diodo [A]
V_{in}	Tensão de entrada [V]
V_{out}	Tensão de saída [V]
P_{out}	Potência de saída [W]
f_s	Frequência de chaveamento [Hz]
K_C	Oscilação da tensão no capacitor
K_L	Oscilação da corrente no indutor
I_{out}	Corrente de Saída do conversor [A]
L	Indutor [H]
$i_{Lmáx}$	Corrente máxima no indutor [A]
i_{Lmin}	Corrente mínima no indutor [A]
C	Capacitor [F]
ΔV_C	Variação de tensão no capacitor [V]
i_C	Corrente no Capacitor [A]
i_L	Corrente no indutor [A]
R_S	Resistência interna do capacitor [Ω]
I_{in}	Corrente de entrada [A]

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	18
2.1 Célula fotovoltaica	18
2.2 Módulo fotovoltaico	19
2.3 Modelagem matemática do módulo fotovoltaico	21
2.4 Sistemas rastreadores de ponto de máxima potencia	22
2.4.1 Perturba e Observa (PeO)	23
2.4.2 Temperatura (Temp)	24
2.4.3 Condutância Incremental (Incond)	25
2.5 Conversores de energia elétrica CC-CC	28
3 METODOLOGIA	29
3.1 Conversor CC-CC Buck-Boost	29
3.2 Operação no MCC	33
3.3 Dimensionamento do conversor Buck-Boost	36
3.3.1 Cálculo do indutor	36
3.3.2 Cálculo do capacitor	37
3.3.3 Dimensionamento da chave de potência	37
3.3.4 Circuito <i>snubber</i>	38
3.3.5 Dimensionamento do diodo	39
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES	40
4.1 Projeto do conversor Buck-Boost	40
4.1.1 Indutor	40
4.1.2 Capacitor	41
4.2 Simulação do conversor Buck-Boost	42
4.3 Simulação das técnicas de MPPT	46
4.3.1 Degraus de irradiação aplicados no módulo fotovoltaico	47
4.3.2 Degraus de temperatura aplicados no módulo fotovoltaico	49
4.3.3 Rampas de irradiação e temperatura aplicados no módulo fotovoltaico	50
4.3.4 Comparação dos métodos MPPT	51
4.4 Desenvolvimento dos protótipos	52
4.4.1 Diodo e MOSFET	53
4.4.2 Dimensionamento do circuito <i>snubber</i>	53

4.4.3	Circuito de controle	53
4.4.4	Sistema de aquisição de dados (<i>Datalogger</i>)	53
4.4.4.1	Fonte simétrica (Alimentação dos circuitos)	54
4.4.4.2	Circuito de corrente (I_{in})	54
4.4.4.3	Circuito de tensão (V_{in})	56
4.4.4.4	Sensor de radiação (S)	56
4.4.4.5	Sensor de Temperatura (T)	57
4.4.5	Driver de acionamento	57
4.5	Validação e implementação dos protótipos	58
4.5.1	Validação do conversor Buck-Boost	58
4.5.2	Validação do sistema de acionamento	60
4.5.3	Validação do <i>Datalogger</i>	60
4.5.4	Implementação do sistema de geração	64
5	CONCLUSÃO	67
	REFERÊNCIAS	69
	APÊNDICES	71
	ANEXOS	75

1 INTRODUÇÃO

O século XX foi marcado pela utilização de combustíveis fósseis como principal fonte de energia para impulsionar o progresso de nossa sociedade tecnológica. Com os problemas ambientais causados por tal matriz e uma necessidade urgente de minimizar os impactos causados por tais opções, adveio a necessidade de se obter fontes mais "limpas" e renováveis de energia (STANKIEWICZ, 2013).

A superfície da Terra recebe anualmente uma quantidade de energia solar, nas formas de luz e calor, suficiente para suprir milhares de vezes as necessidades mundiais durante o mesmo período. Apenas uma pequena parcela dessa energia é aproveitada (VILLALVA, 2014).

A diminuição do custo dos painéis fotovoltaicos e o aumento de sua eficiência, contribui para que os sistemas de geração de energia fotovoltaica venham a tornar-se candidatos a fonte de energia elétrica para a humanidade em um futuro próximo (YU et al., 2004).

Embora a sua participação seja pequena a nível global, a capacidade instalada tem crescido de maneira exponencial no período de 2010 a 2017, chegando a 415 GWp de potência instalada no mundo, segundo o relatório fotovoltaico anual de 2018 do Instituto de Franhofer (ISE, 2018). Atribui-se esse crescimento exponencial de potência instalada ao reduzido impacto ambiental, amadurecimento tecnológico, rápida implantação e sua grande disponibilidade, diferentemente das principais fontes energéticas de geração atuais.

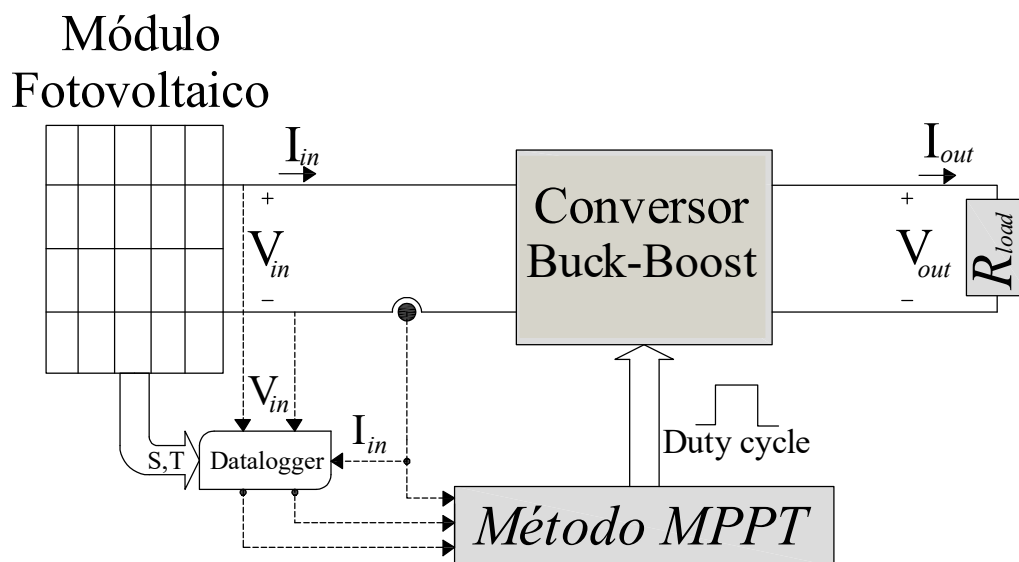
Apesar de todas as vantagens apresentadas por esta forma de geração, a eficiência da conversão de energia dos painéis ainda é baixa e o custo inicial para sua implantação é considerada relativamente elevada (BRITO et al., 2010). De acordo com Chafle e Vaidya (2013) a geração fotovoltaica possui dois problemas principais: a eficiência de conversão da geração é muito baixa (entre 9% e 17%) e a quantidade de energia elétrica gerada pelos painéis solares muda constantemente com as condições climáticas.

Para que esta forma de geração seja competitiva economicamente em relação as demais, os sistemas de geração fotovoltaica utilizam controladores de carga que internamente possuem conversores CC-CC (Corrente Contínua para Corrente Contínua), para regular a carga na bateria prolongando assim sua vida útil, e além disso, alguns modelos possuem a função de aumentar a eficiência do painel fotovoltaico por meio de um recurso denominado Rastreamento de Ponto de Máxima Potência MPPT (do inglês *Maximum Power Point Tracking*). Com esse recurso, é possível extrair o máximo de energia do painel, reduzindo efeitos como sombreamento, por exemplo, durante a geração. No entanto, apesar de elevar a eficiência do módulo, o custo de aquisição destes equipamentos são elevados. Diante disso, estudos e investimentos para

melhorar a eficiência dos sistemas de geração como um todo vêm sendo realizados visando assim reduzir os custos de produção de energia elétrica.

Esta monografia tem como objetivo principal relatar o projeto e a análise de um conversor CC-CC Buck-Boost para simulação e aplicação de método de rastreamento de ponto de máxima potência em sistemas de geração de energia solar fotovoltaica. Através da intermediação de um sistema armazenador de dados (do inglês *datalogger*), realizar-se-á a coleta dos sinais de tensão e corrente na entrada e saída do conversor, determinando-se assim a eficiência de conversão e rastreamento do conversor aplicado a técnica de MPPT. A seguir a visão geral do sistema a ser desenvolvido.

Figura 1 – Representação geral do sistema proposto



Inicialmente no capítulo 2, será apresentado a revisão bibliográfica desde a geração fotovoltaica, os conceitos básicos para a compreensão do efeito fotovoltaico, a modelagem matemática de uma célula fotovoltaica, até os conceitos sobre as principais técnicas de MPPT em análise, bem como as topologias clássicas dos conversores estáticos CC-CC.

Em seguida no capítulo 3, serão discutidas as características elétricas do módulo em análise (Kyocera KD140SX), e toda metodologia para a construção do conversor Buck Boost, incluindo os periféricos necessários para este projeto.

No capítulo 4, apresentam-se os resultados de simulação com a validação de cada método para a verificação e escolha do MPPT que será posteriormente implementado no protótipo do conversor Buck-Boost. Por fim no capítulo 5, apresentam-se as conclusões baseadas nos resultados obtidos por simulação, juntamente com as perspectivas futuras.

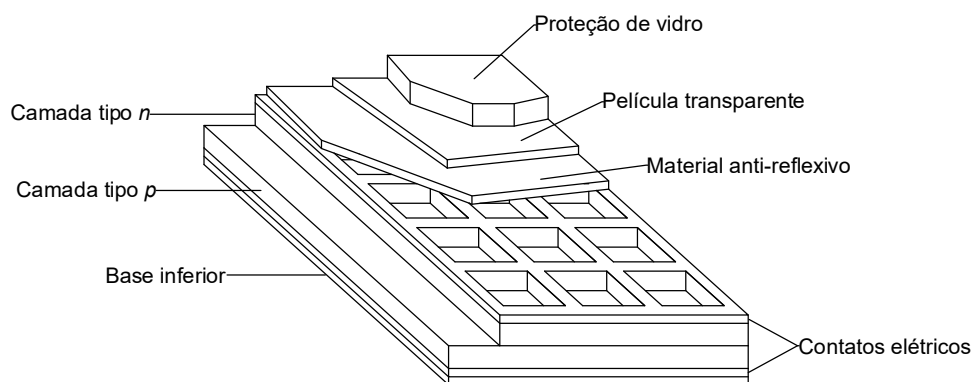
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo serão apresentados os conceitos sobre geração solar, começando pelo princípio do efeito fotovoltaico, o funcionamento das células e os parâmetros do módulo fotovoltaico. Após será descrita a modelagem matemática do circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica e a descrição de cada método de MPPT. Por fim, serão abordados os fundamentos básicos sobre os conversores de energia elétrica CC-CC e sua aplicação em sistemas de geração fotovoltaica.

2.1 Célula fotovoltaica

As células fotovoltaicas funcionam a partir do fenômeno físico conhecido como efeito fotovoltaico, que permite a conversão direta da luz em eletricidade. Esse fenômeno ocorre quando a luz, ou a radiação eletromagnética do sol, incide sobre uma célula composta de materiais semicondutores com propriedades específicas (VILLALVA, 2014). Elas são dispositivos capazes de converter diretamente a energia solar incidente em energia elétrica. Tradicionalmente uma célula fotovoltaica mede entre 100 cm^2 e 200 cm^2 , sendo capaz de gerar aproximadamente 0,6V de tensão para uma potência entre 1W e 3W (COELHO, 2008). A Figura 2 ilustra a estrutura interna de uma célula fotovoltaica.

Figura 2 – Representação de uma célula fotovoltaica

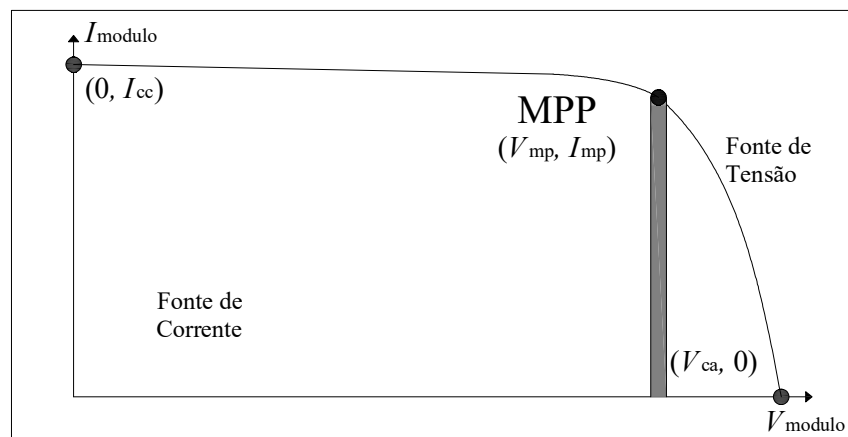


Fonte: Adaptado de Coelho (2008).

2.2 Módulo fotovoltaico

Um módulo fotovoltaico é constituído de um conjunto de células montadas sobre uma estrutura rígida e conectadas eletricamente. Normalmente essas células são conectadas em série para produzir tensões elevadas (VILLALVA, 2014). Os principais parâmetros elétricos de um módulo fotovoltaico são dados pela Tensão de Circuito Aberto (V_{ca}) e Corrente de Curto Circuito (I_{cc}), bem como por sua Máxima Potência (V_{mp}, I_{mp}) fornecida (STANKIEWICZ, 2013). A Figura 3 ilustra o ponto de máxima potência (MPP) na curva $I \times V$.

Figura 3 – MPP na curva $I \times V$ de um módulo fotovoltaico

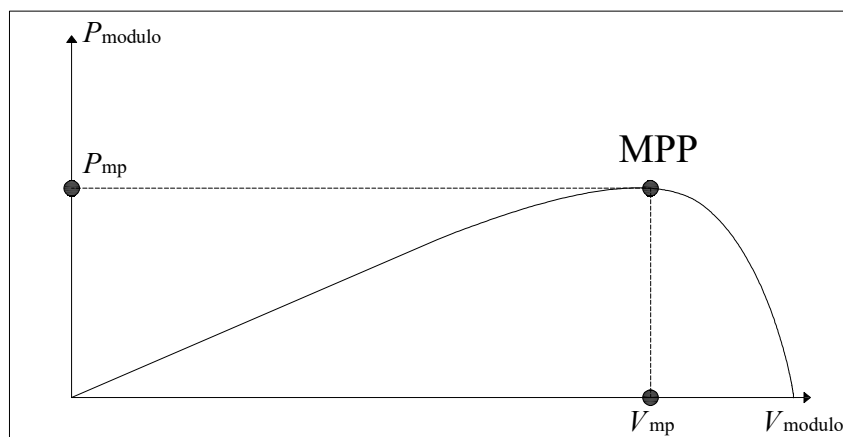


Fonte: Adaptado de Villalva, Gazoli e Filho (2009).

Por meio das leis de *Ohm*, é possível encontrar a potência, assim podendo ser calculada para cada ponto da curva, porém, salienta-se que apenas um ponto pode determinar a máxima potência do painel fotovoltaico, o qual é chamado de ponto de máxima potência MPP. A Figura 4 demonstra a curva $P \times V$ juntamente com o MPP fornecida pelo painel, onde, analisando esse produto escalar determina-se o ponto $I \times V$ que corresponde ao maior rendimento e produção de energia elétrica que é identificado pelo par ordenado (V_{mp}, I_{mp}) tensão e corrente de máxima potência, respectivamente (STANKIEWICZ et al., 2013).

Conclui-se que, quando não há carga alguma conectada ao módulo fotovoltaico, é possível obter a maior tensão que o painel irá fornecer. Esse valor é denominado tensão de circuito aberto V_{ca} . Já para obter a corrente máxima do módulo fotovoltaico, coloca-se em curto os terminais do mesmo. Portanto denomina-se corrente de curto circuito I_{cc} .

Juntamente com estas características citadas, o fabricante (no caso do módulo KD140SX, Kyocera) disponibiliza uma folha de dados (do inglês *Datasheet*) com os parâmetros elétricos em STC (*Standart Test Conditions*) e NOCT (*Normal Operation Cell Temperature*). Todos os fabricantes de módulos fotovoltaicos realizam testes nas mesmas condições, que são padronizadas

Figura 4 – Ponto MPPT na curva $P \times V$ de um módulo fotovoltaico

por organismos internacionais. A condição padrão de teste (STC) considera radiação solar de 1000 W/m^2 e a temperatura de 25°C da célula solar. As características em NOCT representam as tensões, correntes e potências do módulo em condições reais de operação, com temperatura da célula de 45°C e irradiância solar de 800 W/m^2 . Os valores obtidos na condição de NOCT são os mais próximos do funcionamento real do módulo fotovoltaico e mostram quanta energia ele realmente vai produzir (VILLALVA, 2014). A Tabela 1 apresenta as principais características de operação de acordo com *Datasheet* do módulo estudado.

Tabela 1 – Parâmetros elétricos do módulo KD140SX

Parâmetro	STC	NOCT
Potência máxima	140 W	101 W
Tensão de máxima potência	17,7 V	16 V
Corrente de máxima potência	7,91 A	6,33 A
Tensão de circuito aberto	22,1 V	20,2 V
Corrente de curto-circuito	8,68 A	7,03 A
Coeficiente de temperatura de circuito aberto	-0,08 V/ $^\circ\text{C}$	-0,08 V/ $^\circ\text{C}$
Coeficiente de temperatura de curto-circuito	0,00521 A/ $^\circ\text{C}$	0,00521 A/ $^\circ\text{C}$

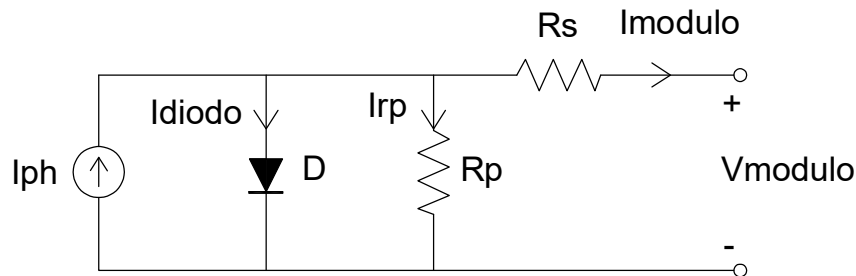
Fonte: (KYOCERA, 2016).

Esforços são feitos para maximizar a eficiência do sistema, permitindo que o módulo atue dentro dos limites impostos pelas variáveis não controláveis do ambiente externo, com o objetivo de levar o painel fotovoltaico a trabalhar em seu ponto de máxima potência utilizando assim toda a sua capacidade (COLLARES, 2013).

2.3 Modelagem matemática do módulo fotovoltaico

Analisando o funcionamento experimental de um módulo fotovoltaico, este apresenta característica não-linear em sua curva de tensão versus corrente, a qual depende fortemente da radiação solar e temperatura. Esse comportamento deve-se ao fato da constituição física da célula fotovoltaica, a qual pode ser representada pelos modelos do diodo único e diodo duplo. O modelo do diodo único é o mais utilizado na literatura, devido a sua relação entre precisão e simplicidade (SILVA et al., 2015), com seu equivalente elétrico demonstrado na Figura 5.

Figura 5 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica



O efeito fotoelétrico, que produz uma corrente elétrica é representado por uma fonte de corrente constante I_{ph} na Figura 5. A junção $P - N$ do silício é modelada como um diodo D_{ph} no circuito elétrico. As grandezas I_{modulo} e V_{modulo} são a corrente e a tensão nos terminais da célula fotovoltaica e I_{diodo} é a corrente aplicada no diodo D_{ph} . Para representar as perdas associadas a célula fotovoltaica real são adicionados resistores R_p representando as perdas internas ou por correntes de fuga e R_s que representa as perdas causadas na queda de tensão nos terminais.

Esse modelo vem sendo aprimorado visando a descrição do módulo fotovoltaico para diferentes condições de temperatura e radiação. Devido aos parâmetros físicos intrínsecos do módulo fotovoltaico não serem fornecidos pelo fabricante, é de suma importância a determinação dos mesmos, tais como: resistência série e paralela equivalentes R_s e R_p , fator de idealidade do dispositivo A e corrente foto-gerada pela célula I_{ph} . A estimação desses parâmetros desenvolveu-se através da técnica de mínimos quadrados não-lineares pelo método numérico de Gauss-Newton, com base na variação da radiação solar a uma temperatura fixa de 25°C (SILVA et al., 2015).

De acordo com Villalva, Gazoli e Filho (2009), aplicando o método de modelagem e simulação matemática de matrizes fotovoltaicas, é possível encontrar a melhor equação para que o modelo de diodo único, incluindo o efeito das resistências em série e paralelas, obtenha a máxima potência coincidindo com a máxima potência do módulo real.

Desse modo, o modelo de diodo único demonstrado na Figura 5, pode ser representado a partir da determinação de três parâmetros, são eles:

- A corrente foto-gerada I_{ph} (dependente fortemente da temperatura e irradiação);
- A corrente através do diodo paralelo D_{ph} (que representa a junção *pn* do Silício);
- E a corrente de fuga no material (resistência paralela R_p);

Além disso a resistência em série R_s representa uma queda de tensão devido as perdas elétricas nos contatos metálicos. As Equações 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4 demonstram o modelo de diodo único (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

$$I_{Modulo} = I_{ph} - I_{Dph} - I_{Rp} \quad (2.1)$$

$$I_{ph} = [I_{sc} + \mu_I \cdot (T - T_{ref})] \cdot \frac{S}{S_{ref}} \quad (2.2)$$

$$I_{Dph} = \left[\frac{(I_{sc} + \mu_I \cdot (T - T_{ref}))}{e^{\frac{V_{ca} + \mu_V \cdot (T - T_{ref}) \cdot q}{A \cdot k \cdot T \cdot n_S}} - 1} \right] \cdot \left[e^{\frac{q \cdot [V_{mod} + R_{Scel} \cdot I]}{A \cdot k \cdot T \cdot n_S}} - 1 \right] \quad (2.3)$$

$$I_{Rp} = \frac{V_{mod} + R_s \cdot I_{mod}}{R_{Pcel}} \quad (2.4)$$

Onde: I_{sc} - corrente nominal gerada em condições de teste; I_{Dph} - corrente no diodo; I_{Rp} - corrente de fuga do material; μ_I - coeficiente de temperatura de curto-circuito ($A/^{\circ}C$); T - temperatura da célula fotovoltaica (K); T_{ref} - temperatura em condições padrão de teste; S - radiação solar (W/m^2); S_{ref} - radiação em condições padrão de teste; V_{ca} - tensão de circuito aberto; μ_V - coeficiente de temperatura de circuito aberto; q - carga do elétron ($1,60217 \times 10^{-19} C$); A - fator de idealidade do silício; k - constante de Boltzmann ($1,3806 \times 10^{-23} J/K$); n_S - número de células em série; V - tensão de saída; R_s - resistência série da célula; R_p - Perdas na célula; I_{Modulo} - corrente de saída.

2.4 Sistemas rastreadores de ponto de máxima potencia

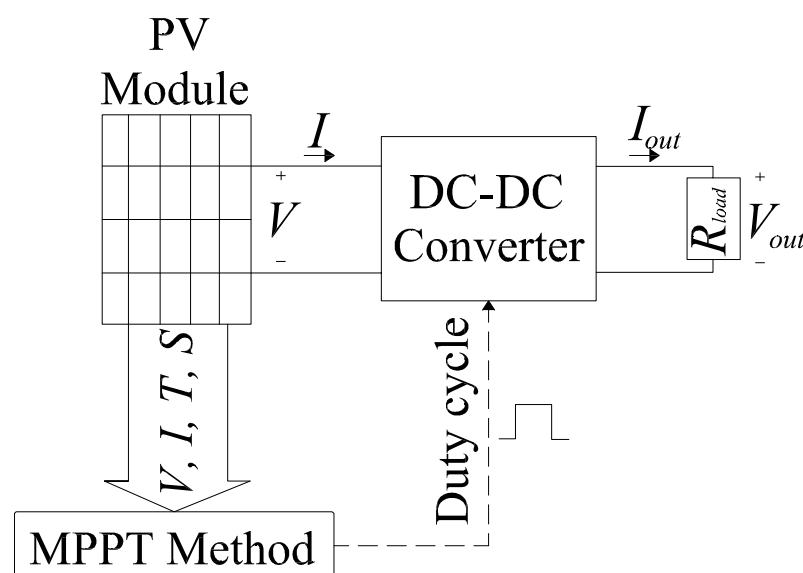
Apesar de todas as vantagens da implantação da geração de energia fotovoltaica em parques industriais e residências, o custo inicial para instalação ainda é elevado e a eficiência de conversão da radiação solar em energia elétrica é baixa. A eficiência do sistema fotovoltaico pode ser melhorada se o gerador conseguir operar no ponto de máxima potência MPP da curva $I \times V$, independentemente das condições climáticas ou de fatores externos como sombreamento.

Isto é possível graças às técnicas de MPPT pelas quais o ponto de potência máxima na curva é rastreado eletricamente (BHATNAGAR; NEMA, 2013).

Todo o esforço para que a extração da máxima potência do painel seja realizada de forma eficiente, resume-se em retirar alguns sensores normalmente utilizados em projetos de geradores com MPPT, onde normalmente são componentes caros (COELHO, 2009).

Um sistema de rastreamento de máxima potência é composto de duas partes básicas: um algoritmo que recebe as informações do sistema fotovoltaico e uma etapa de potência que atua sob influência do algoritmo de MPPT e se encarrega de solicitar os valores de tensão e corrente que correspondam aos valores desejados. A Figura 6 apresenta um sistema fotovoltaico operando com rastreamento de máxima potência.

Figura 6 – Diagrama de um sistema de MPPT



Fonte: (STANKIEWICZ, 2013).

Visando a determinação do MPP, três técnicas serão propostas: Perturba e Observa (PeO), Temperatura (Temp), Condutância Incremental (Incond). As técnicas foram selecionadas por terem lógicas distintas, facilidade de implementação, número reduzido de sensores e aplicação comercial dos algoritmos.

2.4.1 Perturba e Observa (PeO)

O algoritmo de perturba e observa, também conhecido como método "escalada" (do inglês *hill climbing*), é muito popular e o mais comumente usado na prática devido à sua simplicidade no

algoritmo e à facilidade de implementação (HOUSSAMO; LOCMENT; SECHILARIU, 2013). A Figura 7 apresenta o fluxograma do método.

Segundo Hohm e Ropp (2003) no algoritmo PeO, a tensão de operação do arranjo fotovoltaico é perturbada por um pequeno incremento, e a mudança resulta na variação de potência ΔP , que é medida e armazenada. Se ΔP é positivo, então a perturbação na tensão moveu o ponto de operação do arranjo fotovoltaico para mais perto do MPP. Assim, outras perturbações de tensão na mesma direção (isto é, com o mesmo sinal algébrico) devem mover o ponto de operação em direção ao MPP. Se ΔP for negativo, o ponto operacional do sistema se afastou do MPP, e o sinal algébrico da perturbação deve ser invertido para voltar ao MPP.

Um problema comum nos algoritmos de PeO é que a tensão do terminal do arranjo é perturbada a cada ciclo MPPT. Quando o MPP é atingido, a potência de saída oscila em torno do mesmo, reduzindo a energia gerada pelo sistema fotovoltaico. Este fato ocorre principalmente em condições atmosféricas constante ou de variação lenta, mas também sob condições atmosféricas que mudam rapidamente (DOLARA; FARANDA; LEVA, 2009).

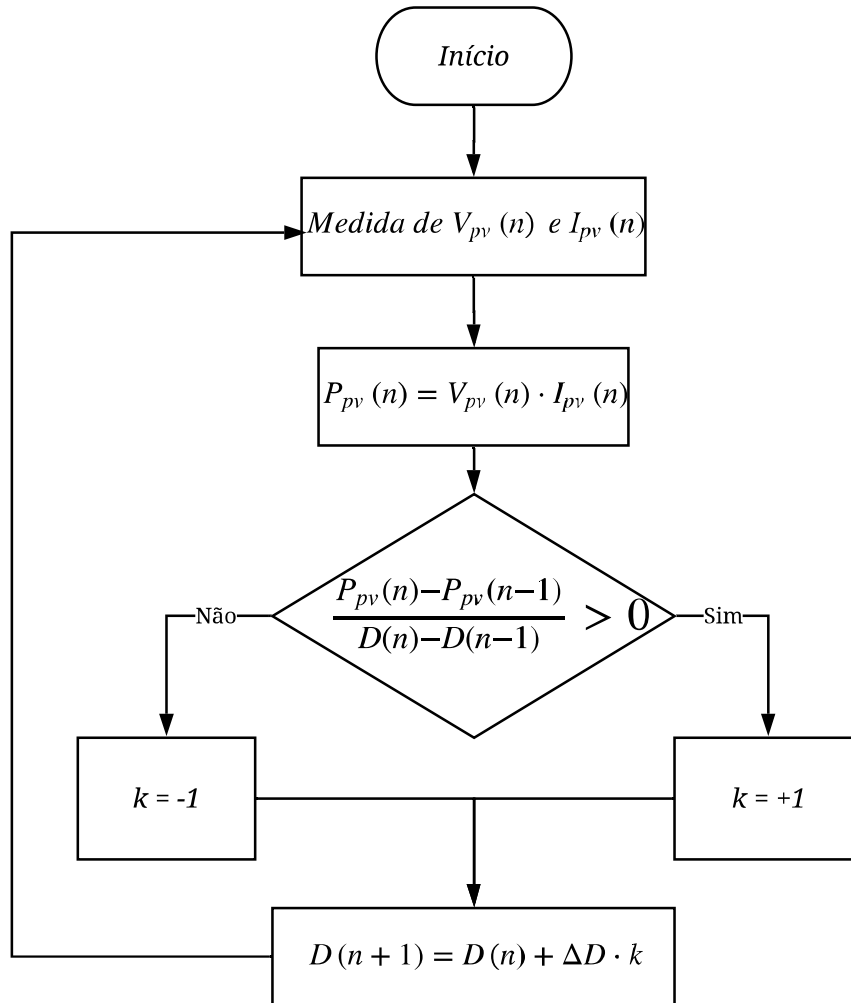
2.4.2 Temperatura (Temp)

Este método baseia-se em medições de temperatura da superfície do painel fotovoltaico para se determinar a tensão do MPP. Esta técnica só é possível pela relação diretamente proporcional entre a tensão nos terminais do módulo fotovoltaico e a temperatura da superfície do mesmo (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010). Esta relação é dada por 2.5:

$$V_{mpp}(T) = V_{mpp}(T_{ref}) + \mu_{V_{mpp}}(T - T_{ref}) \quad (2.5)$$

Conforme Stankiewicz (2013), este método inicia lendo a tensão e a temperatura do painel. A partir destes dados, aplicam-se os valores na equação 2.5 e obtêm-se V_{mpp} . Em seguida determina-se a diferença entre a tensão atual do sistema (V_{mod}) e a tensão V_{mpp} obtida anteriormente. Com base nesta diferença o algoritmo escolhe o passo de alteração da razão cíclica com o objetivo de otimizar a velocidade de convergência ao MPP. O fluxograma deste método é demonstrado na Figura 8. O esquema proposto se caracteriza por sua simplicidade, velocidade e precisão para rastrear o MPP.

Figura 7 – Fluxograma proposto para o método PeO



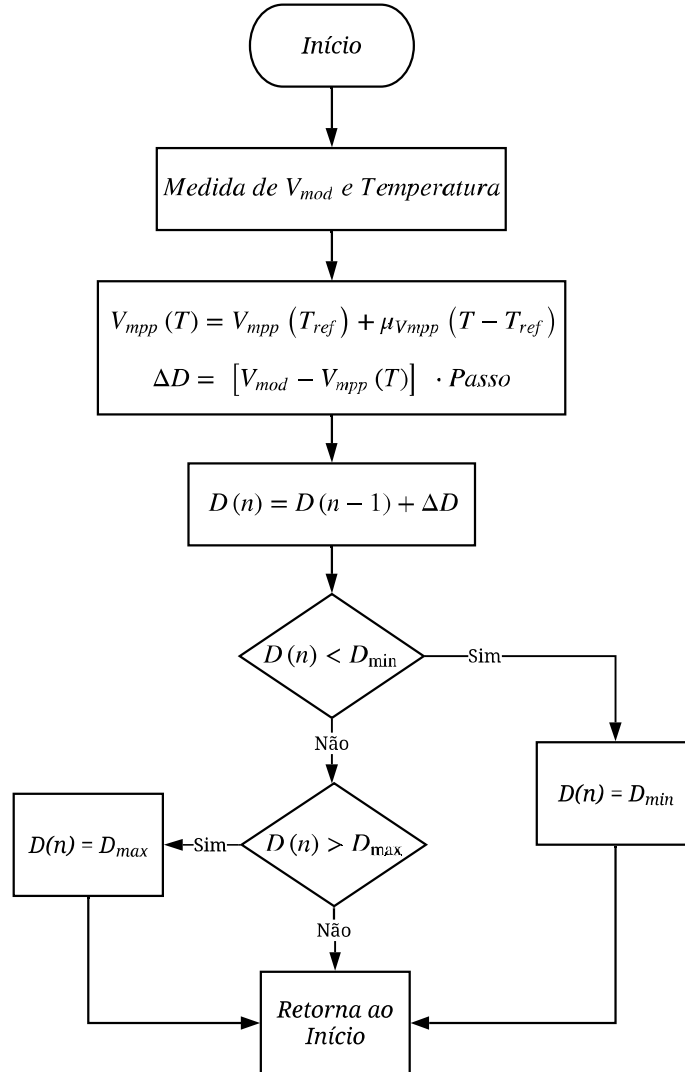
Fonte: (DOLARA; FARANDA; LEVA, 2009).

2.4.3 Condutância Incremental (Incond)

O algoritmo Incond tem a lógica um pouco mais complexa e leva em consideração a condutância instantânea do módulo em comparação com sua condutância incremental. O método se baseia nas derivadas da curva característica $P \times V$ dos painéis solares fotovoltaicos, demonstrada na Figura 4. Pela curva, observa-se que quando o ponto de operação se encontra a esquerda do MPP, o valor da derivada da curva P_{mp} em relação a tensão V_{mp} assume valor negativo, se o ponto estiver a direita do MPP a derivada assume valor positivo e quando está trabalhando no MPP, assume valor zero. Analisando este comportamento obtemos Equação 2.6 conforme Banu, Beniuga e Istrate (2013). A Figura 9 demonstra o fluxograma proposto.

Como citado anteriormente uma desvantagem do método PeO é a oscilação do ponto de operação em torno do MPP durante mudanças nas condições ambientais. Esta condição pode ser

Figura 8 – Fluxograma proposto para o método Temp



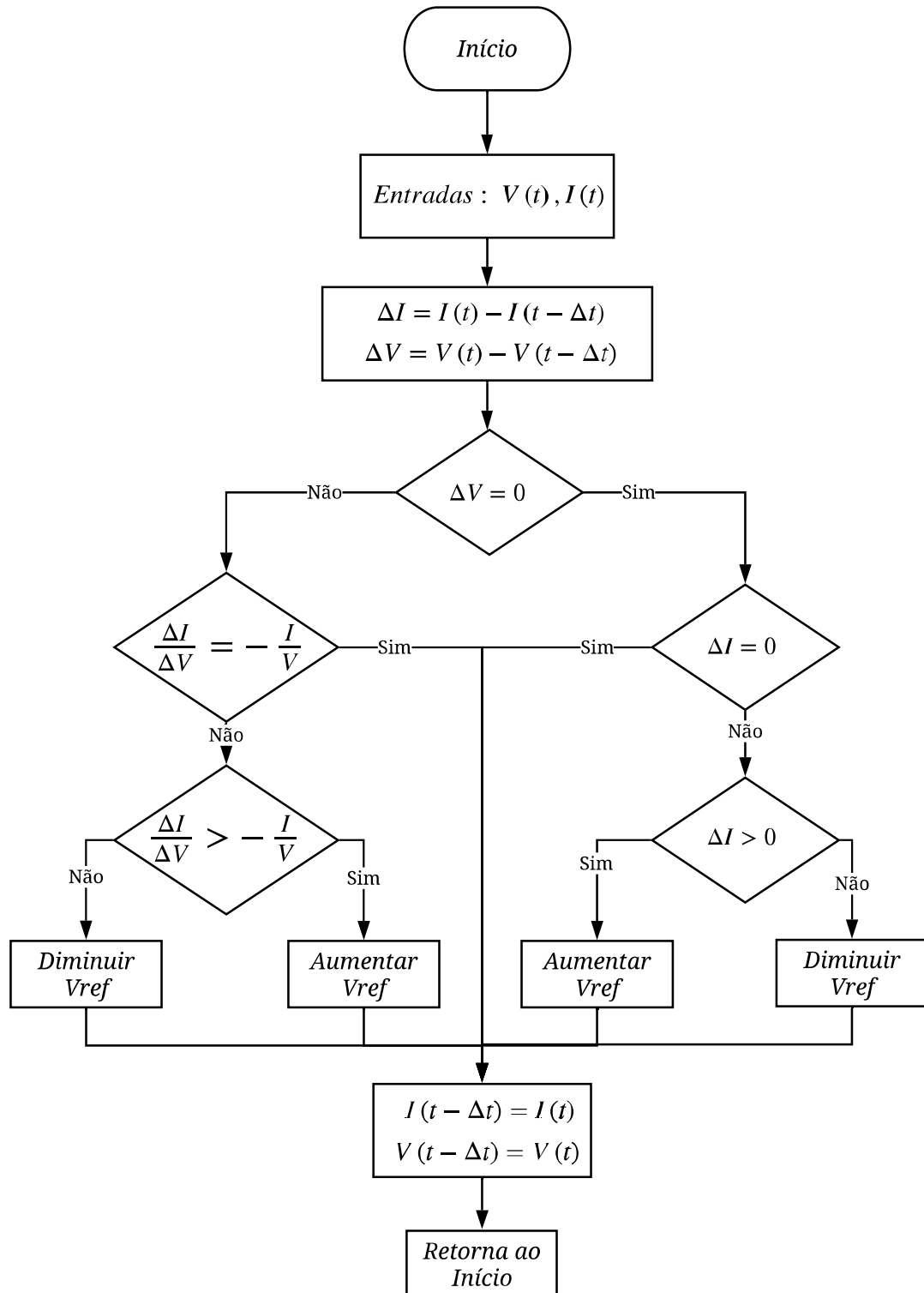
Fonte: (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010; STANKIEWICZ, 2013).

eliminada no método Incond, comparando a condutância instantânea do painel (I_{pv}/V_{pv}) com a condutância do painel incremental (dI_{pv}/dV_{pv}). A voltagem do MPP é rastreada para satisfazer o $dP_{pv}/dV_{pv} = 0$, que é o MPP (BHATNAGAR; NEMA, 2013).

$$\begin{cases} dP/dV > 0, \text{ para } V < V_{mpp} \\ dP/dV = 0, \text{ para } V = V_{mpp} \\ dP/dV < 0, \text{ para } V > V_{mpp} \end{cases} \quad (2.6)$$

Stankiewicz (2013) comenta que tanto no método Incond como no PeO, a velocidade em que o MPP é encontrado dependerá do valor do incremento da tensão de referência. No método da Incond, embora se utilizem sensores de tensão e corrente, a potência não é calculada. A análise do método se baseia apenas na inclinação da curva $P \times V$.

Figura 9 – Fluxograma proposto para o método Incond



Fonte: (BRITO et al., 2010).

2.5 Conversores de energia elétrica CC-CC

Os conversores CC-CC, são circuitos eletrônicos que, a partir de técnicas de chaveamento, convertem diferentes níveis de tensão CC em uma saída regulada. Em sistemas fotovoltaicos os conversores são utilizados para controlar a tensão e corrente de entrada adequando-os de acordo com a carga instalada no sistema (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2014). O conversor CC-CC é o dispositivo utilizado no rastreamento de máxima potência, e também no controle do processo da carga da bateria. Por meio da variação do tempo de acionamento das chaves, podendo ser alterados os parâmetros do sistema.

Segundo Arrabaça e Gimenez (2014) a transformação de uma fonte de tensão CC fixa em uma fonte de tensão CC ajustável é feita por meio de técnicas de chaveamento, como por exemplo a modulação por frequência (do inglês *Frequency Modulation*, FM) e a modulação por largura de pulsos (do inglês *Pulse-Width Modulation*, PWM). O processo mais utilizado atualmente é a modulação por largura de pulsos (PWM).

Dentre as diversas topologias de conversores CC-CC não isolados encontradas na literatura, seis modelos são mais conhecidos na literatura. São eles o Cúk, Sepic, Zeta, Buck, Boost e Buck-Boost. Para esta monografia apenas o conversor Buck-Boost será apresentado por sua simplicidade, robustez e facilidade de integração com sistemas fotovoltaicos, bem como com métodos de controle. O Quadro 1 demonstra o ganho estático G_V das principais topologias de conversores CC-CC.

Quadro 1 – Ganho estático dos conversores CC-CC

Coversor CC-CC	Ganho estático
Buck	D
Boost	$1/(1 - D)$
Buck-Boost, Cúk	$-D/(1 - D)$
Sépic, Zeta	$D/(1 - D)$

Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001)

Martins e Barbi (2011) observa que para o conversor Buck o ganho estático é linear, assim sua tensão de saída é sempre menor que a tensão de entrada, por isso é chamado de conversor abaixador. O conversor Boost possui um ganho estático elevador, ou seja, sua tensão de saída é sempre maior que a tensão de entrada. Por outro lado para os conversores Buck-Boost, Sepic, Cúk e Zeta seus ganhos estáticos proporcionam operar como elevador-abaixador, para um razão cíclica $D > 0,5$ tais conversores operam como conversores elevadores e para $D < 0,5$ operam como conversores abaixadores.

3 METODOLOGIA

3.1 Conversor CC-CC Buck-Boost

Como o próprio nome diz, o Buck-Boost é a junção dos conversores Buck e Boost. E este conversor é idealmente utilizado para controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão e uma carga com características de fonte de tensão; desta forma é imprescindível a utilização de um indutor, o qual se comporta como uma fonte de corrente, em um ponto estratégico do circuito, de maneira que numa primeira etapa de operação a energia proveniente da fonte seja armazenada no indutor, e na etapa seguinte, ela possa ser transferida à carga (MARTINS; BARBI, 2011).

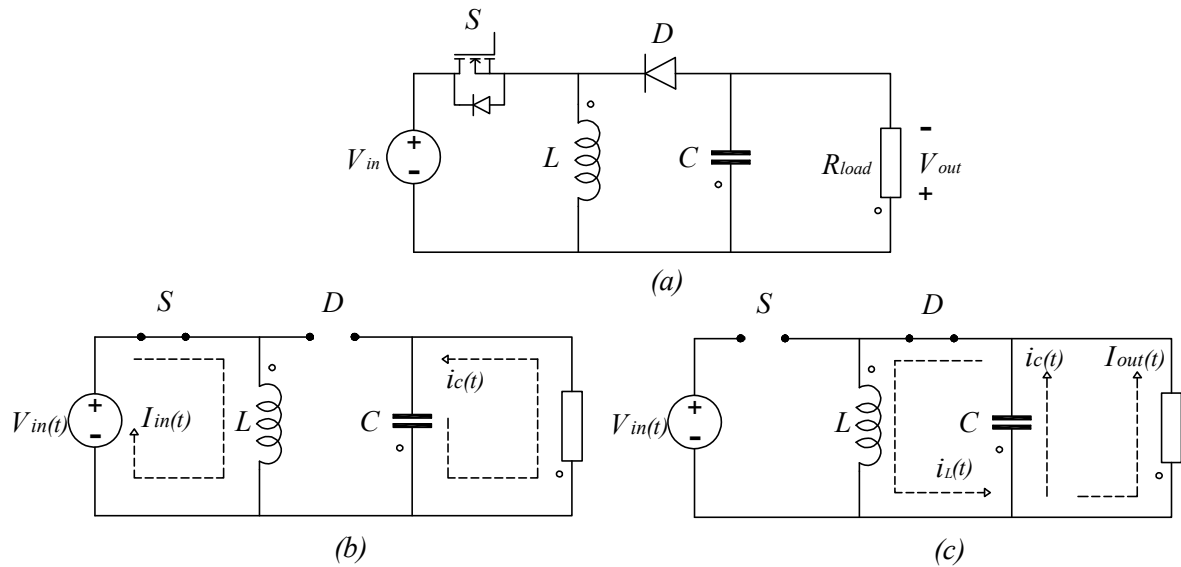
Com relação a topologia descrita, pode-se afirmar que esta possui inversão de polaridade da tensão de saída, como será demonstrado a seguir na análise de funcionamento do mesmo. Além disso o Buck-Boost pode ser classificado como conversor de 2° ordem, uma vez que possui um capacitor e um indutor como elementos armazenadores de energia. A vantagem da junção das duas topologias clássicas, é que ele consegue elevar ou rebaixar a tensão de saída V_{out} com relação a tensão de entrada V_{in} . Porém esta capacidade faz com que o volume do indutor utilizado seja maior em comparação com outros conversores. A Figura 10(a) demonstra o circuito elétrico do conversor Buck-Boost, bem como suas etapas de funcionamento.

O conversor Buck-Boost possui duas etapas dentro de um ciclo de funcionamento T (MARTINS; BARBI, 2011). Na primeira etapa, a chave S encontra-se fechada e o indutor L absorve a energia proveniente da fonte V_{in} . O diodo D está polarizado reversamente e por isso bloqueia a passagem de corrente. Essa etapa é representada na Figura 10(b).

A segunda etapa, ilustrada na Figura 10(c), começa quando a chave S é aberta, e a polaridade no indutor L é invertida, o que por consequência polariza o diodo D diretamente, que passa a conduzir. Portanto a energia acumulada no indutor L durante a primeira etapa é transferida ao capacitor C . Pode-se observar que a polaridade do capacitor C e consequentemente da carga R é invertida em relação a fonte de entrada.

Assim como nos demais conversores CC-CC, o conversor Buck-Boost pode operar em três modos de condução (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2014). O modo de condução contínua (MCC) ocorre quando a corrente elétrica no indutor $i_L(t)$ não se anula em nenhum instante dentro do período de chaveamento T . Já o modo de condução limite (MCL) é quando a corrente elétrica no indutor $i_L(t)$ atinge o valor zero exatamente no final do período de chaveamento T . Por fim, o modo de condução descontínua (MCD) ocorre quando a corrente elétrica no indutor

Figura 10 – (a) Conversor CC-CC Buck-Boost; (b) Primeira etapa de operação em MCC; (c) Segunda etapa de operação em MCC

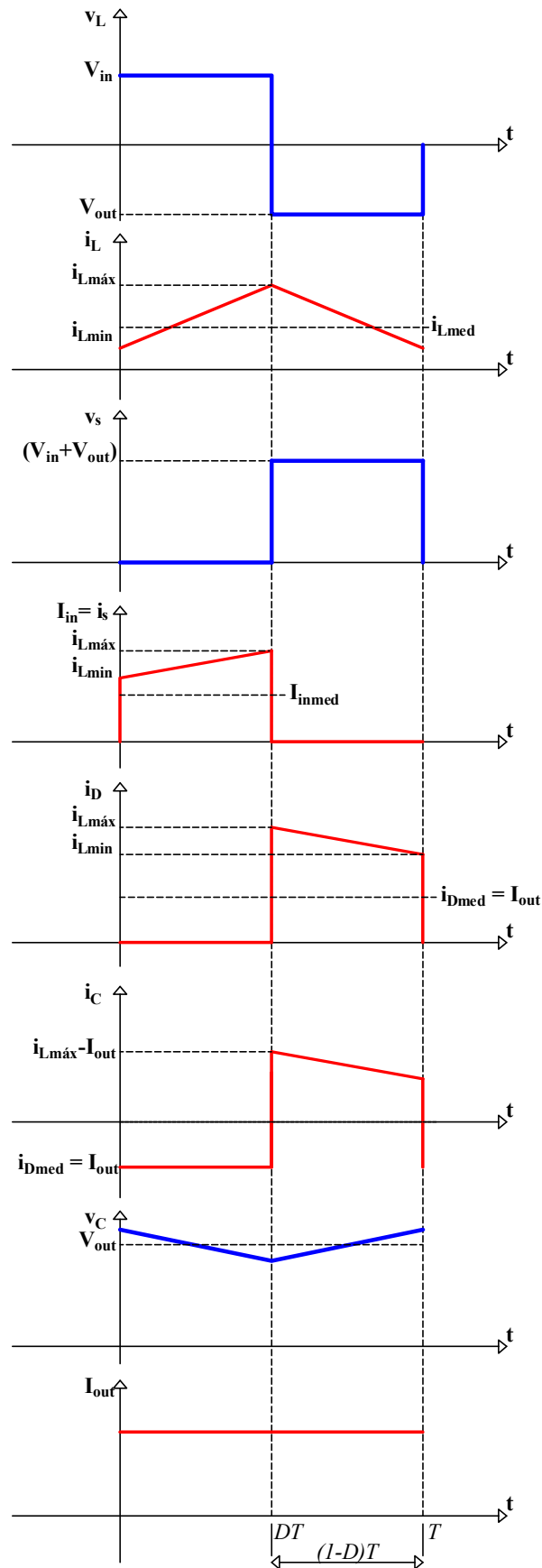


$i_L(t)$ se anula antes que termine o período de chaveamento T . A figura 11 ilustra as principais formas de onda do conversor no MCC, ressaltando-se que este é o método para qual o conversor será dimensionado.

De acordo com Hart (2011), Algumas suposições deve, ser feitas para a análise do conversor, são elas:

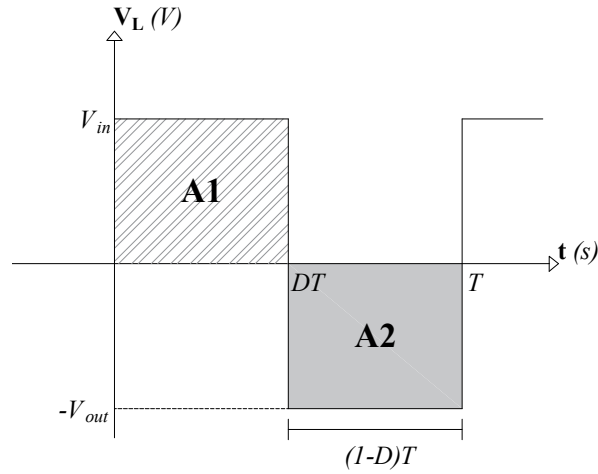
1. O circuito está funcionando no estado estável;
2. O indutor funciona no modo de condução contínua;
3. O valor do capacitor é alto o suficiente para supor uma tensão constante na saída;
4. A chave é fechada pelo tempo DT e aberta por $(1 - D)T$;
5. Os componente são considerados ideais, ou seja, as perdas são desconsideradas.

Figura 11 – Principais formas de onda do conversor Buck-Boost operando no MCC.



Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2011).

Figura 12 – Ciclo da tensão no Indutor v_L durante o MCC



Fonte: Adaptado de Arrabaça e Gimenez (2014).

Martins e Barbi (2011) cita que em regime permanente o fluxo magnético no indutor se mantém constante durante um período de funcionamento, assim como demonstra a Figura 12. Portanto se igualarmos o tempo de chaveamento (DT) à variável tc e integrarmos o valor da área **A1**, que representa a tensão v_L no intervalo em que a chave S permanece fechada, obteremos o mesmo valor da integral da área **A2**, que é a tensão v_L durante o intervalo em que S permanece aberta. Assim :

$$\int_0^{tc} v_L dt = \int_{tc}^T v_L dt \quad (3.1)$$

Conforme 3.1, temos que:

$$V_{in}(tc) = V_{out}(T - tc) \quad (3.2)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{tc}{T - tc} \quad (3.3)$$

Sabendo que:

$$D = \frac{tc}{t} \quad (3.4)$$

Podemos substituir a Equação 3.4 na Equação 3.2, encontrando assim a relação de V_{out} por V_{in} do conversor Buck-Boost em 3.5, definido como ganho estático do conversor G_V , como demonstrado anteriormente no quadro 1.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} = G_V \quad (3.5)$$

Rearranjando a Equação 3.5, pode-se encontrar o valor da relação entre a corrente elétrica da entrada I_{in} , em função da corrente de saída I_{out} , ou seja, o ganho da corrente G_I , conforme 3.6.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1-D}{D} = G_I \quad (3.6)$$

3.2 Operação no MCC

Analisando o circuito elétrico equivalente do conversor Buck-Boost, nas duas etapas de operação da Figura 10(b) e 10(c), podemos aplicar as leis de Kirchhoff. E considerando como constantes a tensão na saída V_{out} e a corrente na saída I_{out} , podemos encontrar as equações das tensões e correntes que regem o funcionamento deste conversor.

Primeiramente, observando a Figura 10(b), obtemos a tensão elétrica v_L (HART, 2011):

$$v_L = V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.7)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3.8)$$

Portanto, a taxa de variação na corrente do indutor pode ser considerada uma constante. A equação anterior pode ser expressa por:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_{in}}{L}$$

Assim encontra-se a variação na corrente do indutor com a chave fechada:

$$\Delta i_{L_{fechada}} = \frac{V_{in}DT}{L} \quad (3.9)$$

Já para a análise com a chave aberta, repete-se as etapas realizadas para a Equação 3.7 para encontrar-se a variação da corrente no indutor com a chave aberta.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_L}{\Delta t} &= \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_{out}}{L} \\ \Delta i_{L_{aberta}} &= \frac{V_{out}(1-D)T}{L} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Considerando que no MCC a variação líquida na corrente do indutor deve ser zero durante um período, a soma das variações $\Delta i_{L_{fechada}}$ e $\Delta i_{L_{aberta}}$ deve ser nula. Assim temos:

$$\Delta i_{L_{fechada}} + \Delta i_{L_{aberta}} = 0$$

$$\frac{V_{in}DT}{L} + \frac{V_{out}(1-D)T}{L} = 0$$

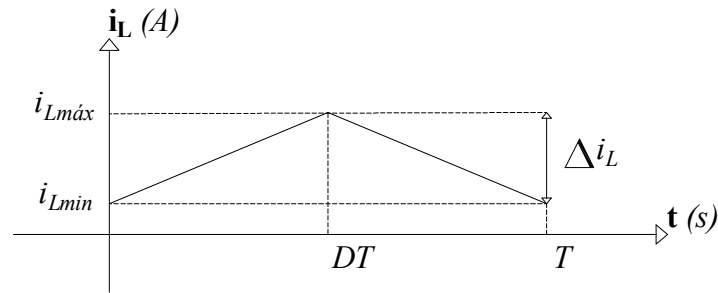
Resolvendo para encontrar a tensão de saída V_{out} :

$$V_{out} = -V_{in} \frac{D}{1-D} \quad (3.11)$$

A taxa de trabalho que é necessária para as tensões de entrada e saída utilizadas pode ser encontrada isolando D na expressão 3.11:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} \quad (3.12)$$

Figura 13 – Ciclo da corrente elétrica no indutor i_L no MCC



Fonte: Adaptado de Arrabaça e Gimenez (2014).

A Figura 13 demonstra o ciclo da corrente elétrica no indutor, deixando evidente a sua variação de corrente durante um período completo de chaveamento. Assim, é possível encontrar os valores de máximo e mínimo da corrente no indutor, considerando que $i_L(0)$ é igual a i_{Lmin} e $i_L(DT)$ é igual a i_{Lmax} .

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_{in} dt + i_L(0) = \frac{V_{in}}{L} DT + i_L(0)$$

$$\text{Sendo : } T = \frac{1}{f_s}$$

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} = \frac{D}{f_s L} V_{in} \quad (3.13)$$

Substituindo a Equação 3.5 em 3.13, a variação de corrente Δi_L pode ser reescrita:

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} = \frac{1-D}{f_s L} V_{out} \quad (3.14)$$

Para Martins e Barbi (2011) a determinação das correntes $i_{Lmáx}$ e i_{Lmin} é de suma importância, uma vez que o dimensionamento da chave de potência S depende dessas variáveis.

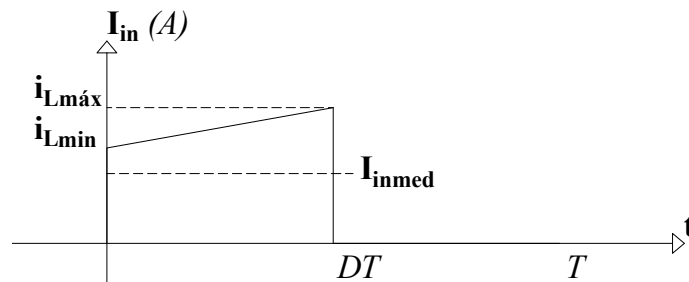
Partindo desse pressuposto, conforme Hart (2011) admite-se que potência absorvida pela carga deve ser a mesma fornecida pela fonte, onde:

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R} \quad P_{in} = V_{in}I_{in}$$

$$\frac{V_{out}^2}{R} = V_{in}I_{in} \quad (3.15)$$

A corrente média na fonte I_{in} é relacionada com a corrente média no indutor i_L , conforme ilustra a Figura 14:

Figura 14 – Forma de onda da corrente I_{in} em MCC



Fonte: Adaptado de Arrabaça e Gimenez (2014).

Portanto:

$$I_{in} = i_L D$$

$$\frac{V_{out}^2}{R} = V_{in} i_L D$$

E utilizando a Equação 3.11 para substituir V_{out} pode-se obter o valor médio da corrente no indutor i_L :

$$i_L = \frac{V_{out}^2}{V_{in} R D} = \frac{V_{in} D}{R(1-D)^2} \quad (3.16)$$

Assim encontra-se os valores das correntes $i_{Lmáx}$ e i_{Lmin} do indutor utilizando das equações 3.9 e 3.16:

$$I_{Lmáx} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in} D}{R(1-D)^2} + \frac{V_{in} D}{2f_s L} \quad (3.17)$$

$$I_{Lmin} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in}D}{R(1-D)^2} - \frac{V_{in}D}{2f_S L} \quad (3.18)$$

O valor médio da corrente elétrica da fonte de alimentação I_{in} também pode ser relacionada com a variação da corrente no indutor Δi_L , analisando a razão entre a área do trapézio sob a curva de I_{in} e o período TS , conforme a Equação 3.19.

$$I_{inmed} = \frac{\text{Área do Trapézio}}{T} = \frac{(i_{Lmax} + i_{Lmin})(DT)}{2T}$$

$$I_{inmed} = \frac{D}{2}(i_{Lmax} + i_{Lmin})$$

Assim, levando em consideração a Equação 3.6 encontra-se:

$$\frac{DI_{out}}{1-D} = \frac{D}{2}(i_{Lmax} + i_{Lmin})$$

$$(i_{Lmax} + i_{Lmin}) = \frac{2I_{out}}{1-D} \quad (3.19)$$

3.3 Dimensionamento do conversor Buck-Boost

3.3.1 Cálculo do indutor

A determinação do valor do indutor L , é dada a partir da Equação 3.9.

$$L = \frac{V_{in}D}{\Delta i_L f_S} \quad (3.20)$$

É possível considerar uma porcentagem de ondulação (do inglês *ripple*) da corrente na carga onde:

$$\Delta i_L = K_L I_{out} \quad \text{sendo : } 0 < K_L < 1$$

$$L = \frac{V_{in}D}{K_L I_{out} f_S} \quad (3.21)$$

3.3.2 Cálculo do capacitor

Já para encontrar o capacitância necessária, deve-se levar em consideração o tempo de condução da chave S , que é quando o capacitor fornece energia para a carga. A corrente média de descarga durante o tempo DT é a própria corrente média na carga. Assim, a partir da ondulação de tensão no capacitor encontra-se o valor do capacitor.

$$\Delta V_C = \int_0^{DT} I_{out} dt = \frac{1}{C} I_{out} DT$$

$$\Delta V_C = \frac{DI_{out}}{f_s C} = \frac{DV_{out}}{f_s RC} \quad (3.22)$$

Isolando C , obtém-se o valor do capacitor.

$$C = \frac{DV_{out}}{f_s R \Delta V_C} \quad (3.23)$$

De forma semelhante ao indutor, também considera-se um *ripple* na tensão de saída.

$$\Delta V_C = K_C V_{out} \quad \text{sendo : } 0 < K_C < 1$$

$$C = \frac{D}{f_s R K_C} \quad (3.24)$$

3.3.3 Dimensionamento da chave do potência

Para este trabalho escolheu-se um MOSFET (do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) para realizar o chaveamento da tensão de entrada. O MOSFET é diferenciado por sua alta resistência de *Gate*. A voltagem do *Gate* determina o estado de funcionamento do mesmo. Para seu dimensionamento, algumas parâmetros devem ser levados em consideração (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2014).

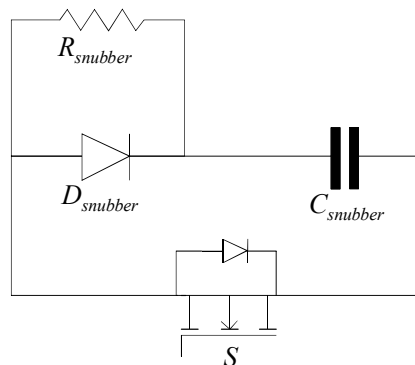
- A tensão de ruptura entre *drain-source*, deve ser maior do que a tensão de entrada V_{in} do conversor.
- A corrente elétrica máxima de operação *drain-source* não pode ser inferior a corrente elétrica de entrada I_{in} do conversor.
- A frequência nominal de operação do MOSFET deve ser maior do que a frequência de chaveamento especificada.

3.3.4 Circuito *snubber*

Segundo Barbi (2001), em virtude da configuração dos elementos no conversor Buck-Boost, nota-se que por característica intrínseca de funcionamento, o indutor L , se oporá às variações de corrente elétrica no momento em que a chave S alterna de estado de bloqueio para o estado de condução, gerando assim uma sobretensão nos terminais do indutor que por consequência, pode vir à danificar o MOSFET. Para evitar tal efeito, utiliza-se de um circuito *snubber* para a atenuação de picos de tensão nos terminais *drain-source* da chave durante o seu funcionamento. Seu circuito é ilustrado na Figura 15.

Quando a chave S abre, a corrente que é interrompida, é conduzida através do diodo $D_{snubber}$ carregando o capacitor $C_{snubber}$. O valor da capacitância determina o tempo de carga e, portanto, o atraso da curva de subida da tensão de corte do interruptor (HART, 2011). Quando a chave entra no estado de condução, o capacitor se descarrega através do resistor $R_{snubber}$.

Figura 15 – Circuito *snubber* sobre o MOSFET



Fonte: Adaptado de Mohan, Undeland e Robbins (2003).

Seus valores podem ser determinados através das seguintes definições sugeridas por Mohan, Undeland e Robbins (2003):

- O tempo mínimo de recuperação reversa t_{rr} , necessário para o diodo $D_{snubber}$, deve ser menor ou igual a razão entre o *duty cycle* mínimo de projeto D_{min} e a frequência de chaveamento f ;
- A resistência de descarga $R_{snubber}$ deve ser menor ou igual a razão entre t_{rr} e o triplo do valor do capacitor $C_{snubber}$ para garantir o descarregamento do capacitor;
- E a potência mínima do resistor de descarga $P_{R_{snubber}}$ deve ser maior ou igual a metade do produto entre os valores do capacitor $C_{snubber}$, frequência de chaveamento f e a tensão *drain-source* mínima de operação do MOSFET elevada ao quadrado.

Conforme demonstram as Equações 3.25, 3.26 e 3.27:

$$t_{rr} \leq \frac{D_{min}}{f} \quad (3.25)$$

$$R_{snubber} \leq \frac{t_{rr}}{3 \cdot C_{snubber}} \quad (3.26)$$

$$P_{Rsnubber} \geq \frac{C_{snubber} \cdot f \cdot V_{DSmin}^2}{2} \quad (3.27)$$

3.3.5 Dimensionamento do diodo

De acordo com Arrabaça e Gimenez (2014), o diodo do circuito conversor Buck-Boost deve ser selecionado de acordo com o valor das seguintes características:

- O valor da frequência nominal de operação do diodo deve ser maior que o valor da frequência de chaveamento.
- O valor da tensão máxima entre anodo e catodo do diodo deve ser maior que o valor da tensão da fonte de entrada V_{in} .

Partindo disto, o valor médio da corrente entre anodo e catodo do diodo i_{Dmed} , é calculado com base na forma de onda da corrente elétrica $i_D(t)$, que pode ser obtida pelo gráfico da Figura 11.

Além disso, é possível analisar os gráficos da Figuras 11, concluindo que os valores máximo e mínimo das correntes no indutor e no diodo são iguais entre si. Dessa forma, obtém-se o valor médio da corrente elétrica no diodo i_{Dmed} , calculando a razão entre a área do trapézio e o período T , conforme a Figura .

$$i_{Dmed} = \frac{\text{Área do Trapézio}}{T} = \frac{(i_{Lmax} + i_{Lmin})(T - DT)}{2T}$$

$$i_{Dmed} = \frac{(1 - D)}{2}(i_{Lmax} + i_{Lmin}) \quad (3.28)$$

Substituindo o valor da soma de i_{Lmax} e i_{Lmin} por 3.19, encontra-se:

$$i_{Dmed} = \frac{(1 - D)}{2} \frac{2I_{out}}{1 - D}$$

$$i_{Dmed} = I_{out} \quad (3.29)$$

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão abordados os resultados obtidos no trabalho. Inicialmente será apresentado o projeto e a simulação do conversor estático Buck-Boost e a comparação dos métodos MPPT com relação a capacidade de rastreamento. E por fim será demonstrado a implementação e a avaliação do protótipo do conversor Buck-Boost conectado ao painel fotovoltaico.

4.1 Projeto do conversor Buck-Boost

Inicialmente, faz-se necessário definir algumas especificações de projeto para operação no MCC, conforme a Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros elétricos do projeto

Parâmetro	Valor Definido
Tensão de Entrada (V_{in})	8 a 24 V
Tensão de Saída (V_{out})	12 V
Potência (P_{out})	100 W
Frequência de Operação (f_s)	30 kHz
Oscilação de Tensão (K_C)	10 %
Oscilação de Corrente (K_L)	10 %

Conforme a metodologia apresentada no capítulo anterior, realiza-se o projeto do Conversor Buck-Boost para a implementação de MPPT, a partir dos valores de operação requisitados acima. A Tabela 3 demonstra os resultados obtidos.

Ressalta-se que para a tensão de entrada V_{in} , foram selecionados dois parâmetros de tensão, visando uma abrangência nos valores calculados e possibilitando por fim uma seleção de valores nos piores casos, evitando assim, um subdimensionamento dos elementos.

4.1.1 Indutor

Inicialmente, encontrou-se o ciclo de trabalho D do conversor, utilizando as duas tensões de entrada. Assim obteve-se pela equação 3.12:

$$D_{8V} = 0,6 \quad D_{24V} = 0,33 \quad (4.1)$$

A partir do cálculo da corrente média na saída I_{out} , encontrou-se dois valores de indutância, porém conforme descrito anteriormente, escolheu-se o valor mais plausível para garantir um ótimo funcionamento do conversor. Assim:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{100W}{12V}$$

$$I_{out} = 8,33 \text{ A} \quad (4.2)$$

Aplicando o valor encontrado em 4.2 juntamente com o valor de *ripple* na Equação 3.21, pode-se encontrar o valor da indutância necessária.

$$L = 316\mu H \quad (4.3)$$

Para encontrar a resistência de carga R do conversor, utilizou-se do resultado obtido em 4.2.

$$R = \frac{V_{out}}{I_{out}} = 1,44 \Omega \quad (4.4)$$

Após obteve-se os valores de corrente $i_{Lmáx}$ e i_{Lmin} para 4.3, aplicando os valores em 3.9, 3.17 e 3.18.

$$i_{Lmáx} = 21,08 \text{ A} \quad (4.5)$$

$$i_{Lmin} = 11,83 \text{ A} \quad (4.6)$$

4.1.2 Capacitor

Dimensionou-se o capacitor, de acordo com a equação 3.23. Igualmente para o indutor, considerou-se o maior valor.

$$C_{calculado} = 138,9\mu F$$

Conforme Hart (2011), acrescenta-se 25% a mais no valor do capacitor, buscando assim, uma ondulação mínima na tensão de saída V_{out} . Considerou-se por fim o valor comercial mais próximo do calculado.

$$C = 220\mu F \quad (4.7)$$

Desta forma o *ripple* máximo na tensão de saída baixou de 10% para 6,95%. Com este novo valor de capacitância, o maior ΔV_C encontrado conforme 3.22, foi:

$$\Delta V_C = 0,983 \text{ V} \quad (4.8)$$

Tabela 3 – Parâmetros calculados do conversor Buck-Boost

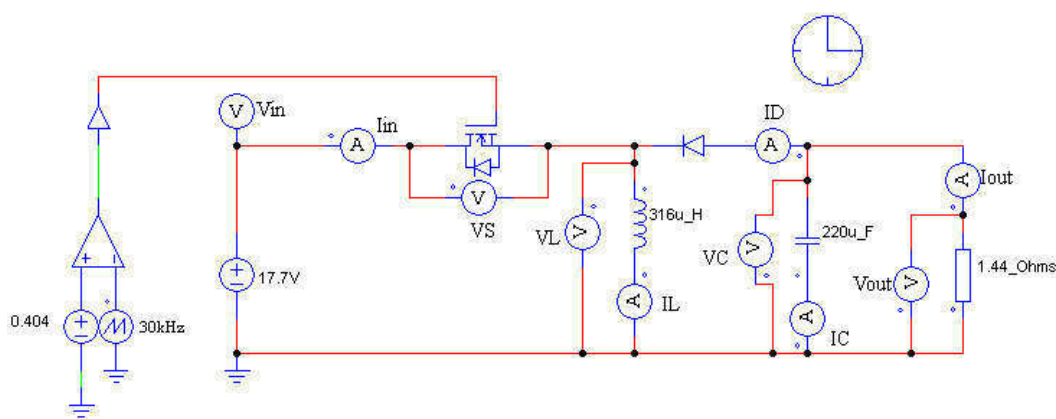
Parâmetro	Valor Calculado
Ciclo de Trabalho (D)	0,6 a 0,33
Tensão de Saída (V_{out})	12 V
Corrente média na saída (I_{out})	8,33 A
Indutor (L)	316 μH
Corrente máxima no indutor ($i_{Lmáx}$)	21,08 A
Resistência de Carga (R)	1,44 Ω
Capacitor (C)	220 μF

Ressalta-se que os valores para dimensionamento dos componentes foram obtidos por meio das especificações e características elétricas (do inglês *datasheet*) fornecidas pelos fabricantes.

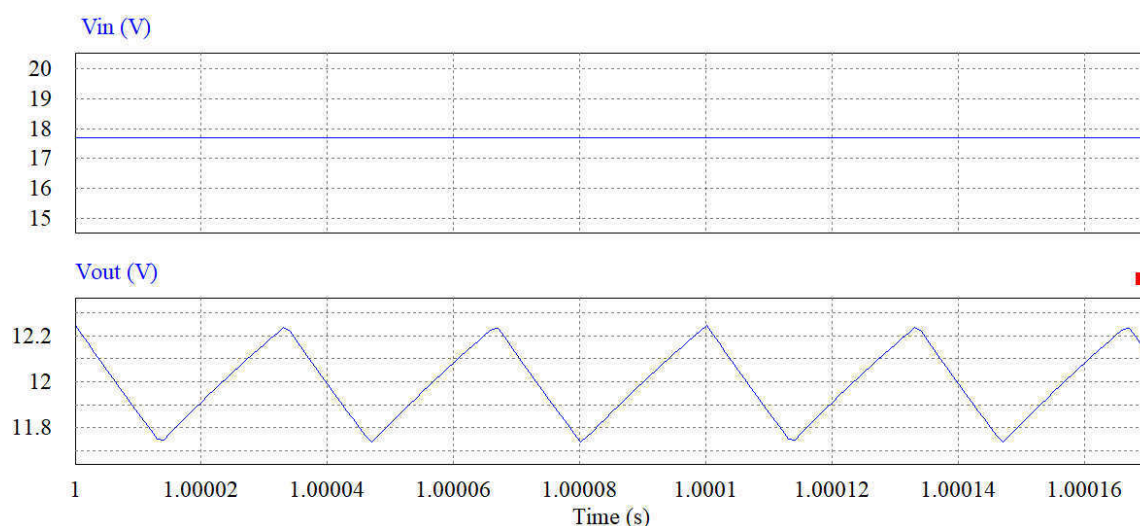
4.2 Simulação do conversor Buck-Boost

Com o conversor Buck-Boost projetado, foram realizadas simulações para verificar seu comportamento utilizando o *software* PSIM, porém, ainda sem a implementação de MPPT. A ideia inicial é confirmar seu funcionamento de maneira ideal, isto é, sem perdas, obter as formas de onda conforme a Figura 11 e encontrar uma similaridade entre os parâmetros de tensão e corrente simulados e os calculados. Para tanto, uma fonte de tensão contínua de 17,7 V representa o módulo fotovoltaico operando no ponto de máxima potência. A razão cíclica foi fixada em 0,404 por meio de um amplificador operacional em modo comparador. A Figura 16 apresenta o circuito utilizado para a simulação.

Figura 16 – Circuito de simulação do conversor Buck-Boost



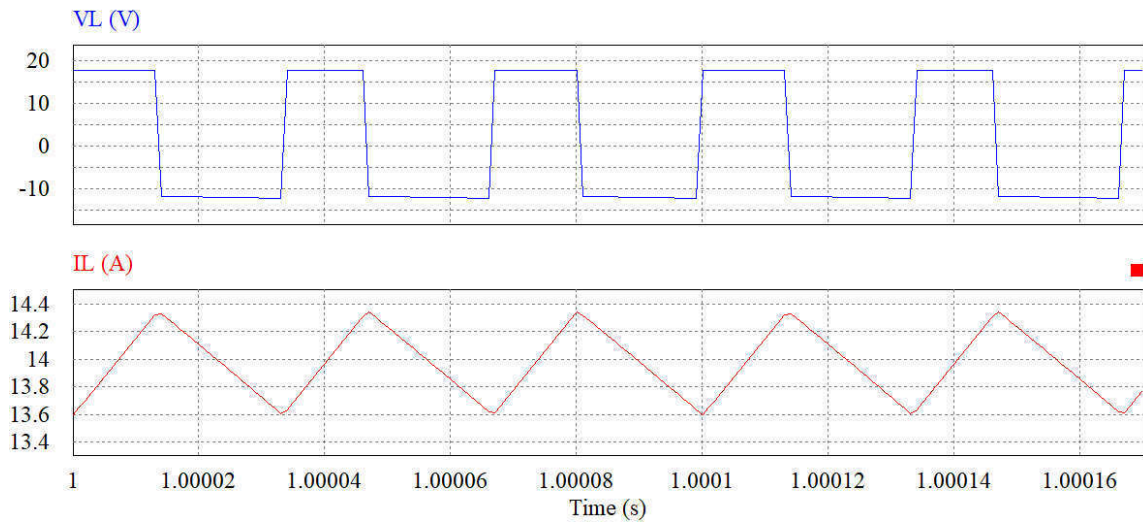
O tempo utilizado para obter as formas de onda de cada componente do conversor foi de 1 a 1,0002 segundos, pois desta forma pode ser analisado cinco ciclos do funcionamento do conversor em regime permanente. Inicialmente, foi efetuada a análise do comportamento das tensões de entrada e saída. A Figura 17 mostra a forma de onda obtida, onde pode-se verificar uma tensão V_{out} com um valor médio de 11,99 V e com um ΔV_C de 0,5 V.

Figura 17 – Forma de onda das tensões de entrada V_{in} e saída V_{out} 

Após verificou-se as formas de onda da tensão v_L e i_L de acordo com a Figura 18. Conforme citado anteriormente, pode-se observar que durante seu carregamento, v_L possui o mesmo valor de V_{in} . De forma análoga no descarregamento, possui a mesma magnitude de V_{out} . Já para i_L , resalta-se o valor de *ripple* encontrado, com uma variação de corrente Δi_L de aproximadamente 0,75 A, ficando dentro dos parâmetros do projeto.

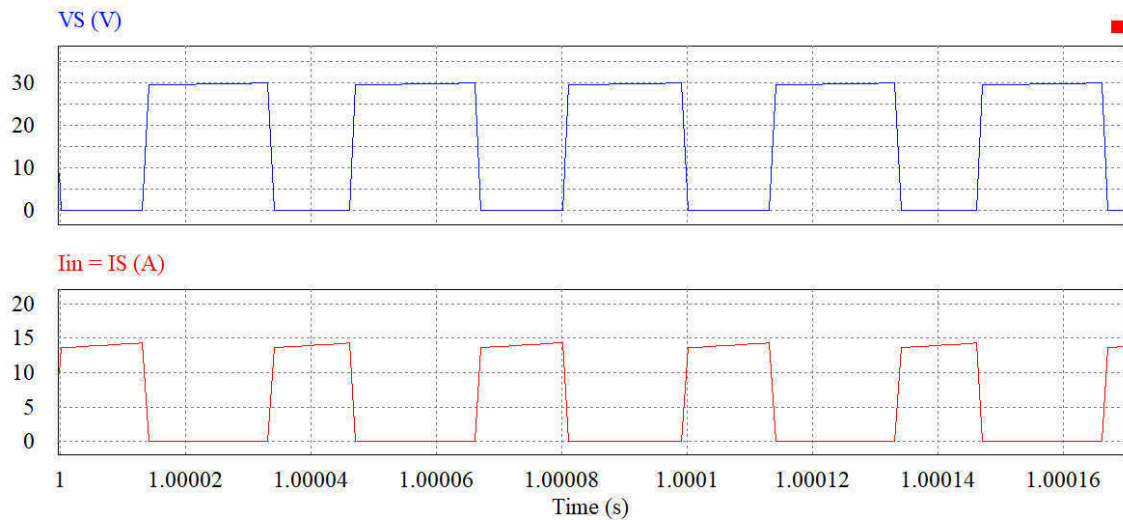
O comportamento da chave de potência também foi analisado. Perante a ilustração 19,

Figura 18 – Forma de onda da tensão e corrente no indutor v_L e i_L



confirma-se o fato de que durante o semi-ciclo em que está acionada, a chave assume um valor de tensão igual a soma das tensões V_{in} e V_{out} . E para a corrente na chave i_S , percebe-se a igualdade com a corrente de entrada I_{in} , juntamente com os limites de fluxo delimitados pelo indutor nas correntes $i_{Lmáx}$ e i_{Lmin} .

Figura 19 – Forma de onda da tensão e corrente na chave de potência v_S e i_S

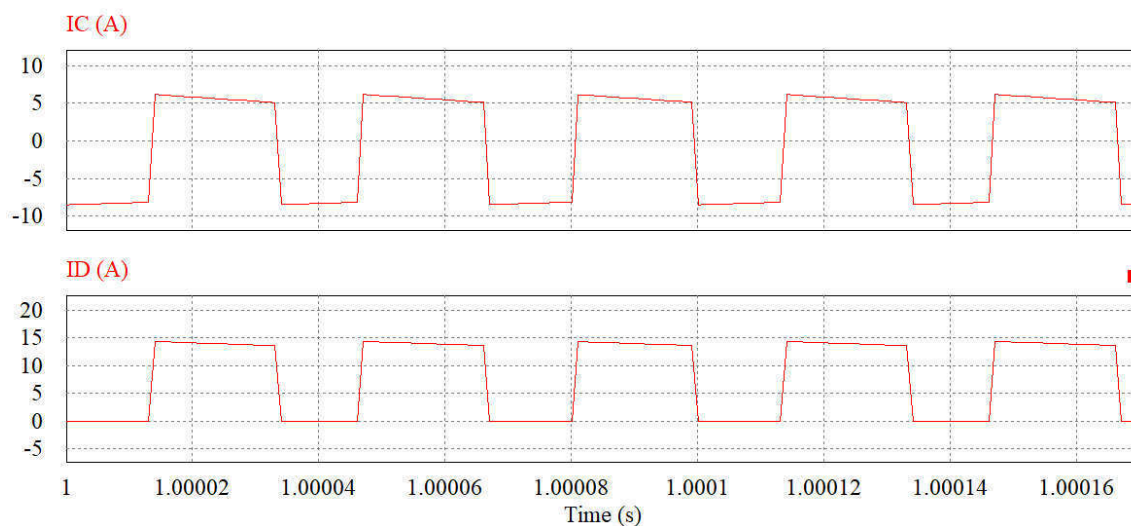


A Figura 20 demonstra as formas de onda das correntes no capacitor i_C e no diodo i_D . Nota-se que semelhante a corrente i_S , a corrente no diodo i_D tem por limitação as correntes $i_{Lmáx}$ e i_{Lmin} .

Analisando i_C , percebe-se o ciclo de carregamento e descarregamento do capacitor. onde na primeira etapa, ilustrada na Figura 10, a função de "alimentar" a carga é do capacitor,

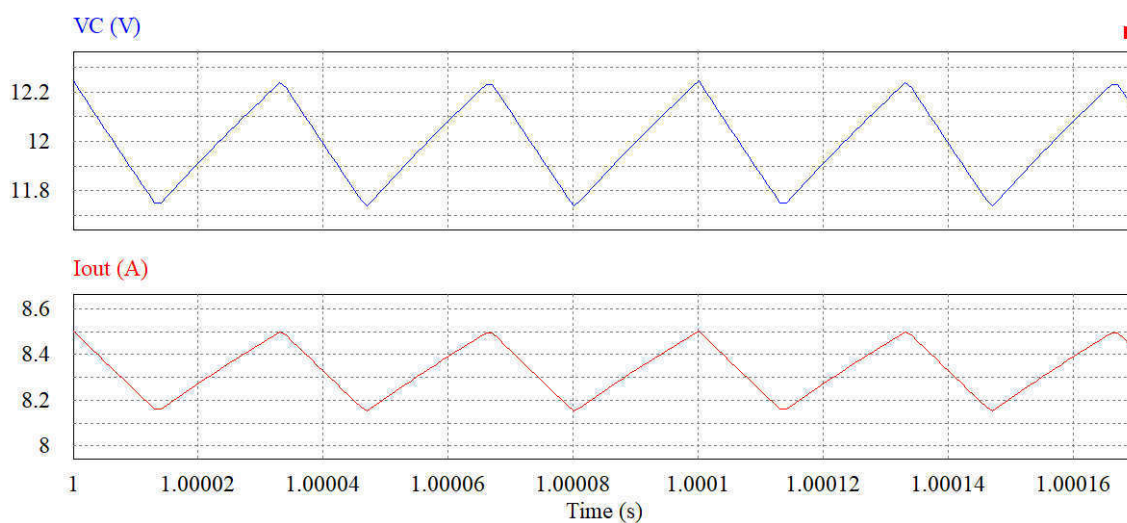
e seu valor é igual a corrente de saída. Já na segunda o indutor se encarrega de "reabastecer" o capacitor e manter a carga, e portanto, i_C varia de acordo i_L .

Figura 20 – Forma de onda das correntes no capacitor i_C e no diodo i_D



Por fim, obteve-se as formas de onda da tensão no capacitor v_C e da corrente de saída I_{out} de acordo com a Figura 21. Observa-se que conforme o desejado a tensão v_C possui um valor médio de tensão de 11,99 V, como na tensão V_{out} , e a corrente de saída possui um valor médio de aproximadamente 8,33 A, verificando-se uma coerência entre os valores simulados e os calculados.

Figura 21 – Forma de onda da tensão no capacitor v_C e da corrente de saída I_{out}



4.3 Simulação das técnicas de MPPT

Tendo validado o funcionamento do conversor Buck-Boost, busca-se agora simular o mesmo utilizando os métodos de rastreamento. Para isto, substitui-se a fonte de tensão utilizada no circuito da Figura 16 por um modelo de painel fotovoltaico disponibilizado pelo *software* PSIM, afim de emular o comportamento do módulo KD 140SX, utilizando os parâmetros da Tabela 1. Os métodos MPPT são implementados no conversor utilizando um bloco de programação em C, também disponibilizado pelo PSIM.

Afim de aproveitar o material disponível nos laboratórios da universidade, elevou-se o valor do indutor L de $316\mu\text{F}$ para $320\mu\text{F}$. Para obter um resultado ainda mais preciso e condizente com a realidade, considerou-se as impedâncias internas dos componentes armazenadores de energia.

Para a determinação da resistência interna do capacitor C , utilizou-se da equação 4.9. Sendo o termo $\tan \delta$ o fator de dissipação de capacitores eletrolíticos. Este dado foi obtido a partir da folha de dados do fabricante (EPCOS, 2016).

$$R_S = \frac{\tan \delta}{2\pi f_S C} \quad (4.9)$$

$$R_S = 6,03\text{m}\Omega$$

Para o indutor L apenas realizou-se a medição da impedância do elemento utilizando de um multimedidor LCR digital Minipa MC-155, encontrando $12,74\text{ m}\Omega$ de resistência no seu enrolamento.

Inseriu-se um capacitor de barramento que conforme ilustra a Figura 22, está conectado aos terminais do módulo. Sua implementação caracteriza o painel fotovoltaico como uma fonte de tensão. Seu valor é definido empiricamente, sendo a capacitância necessária para este circuito de $100\mu\text{F}$.

Primeiramente, os métodos foram submetidos a uma variação de irradiação na forma de degrau, porém com uma temperatura constante. De igual forma, os métodos também foram submetidos a variação temperatura, contudo agora com a irradiação com valor fixo. E por último, aplicou-se uma variação de irradiação e temperatura nas formas de rampas simultâneas defasadas entre si. A Figura 22 ilustra o circuito utilizado para as três avaliações.

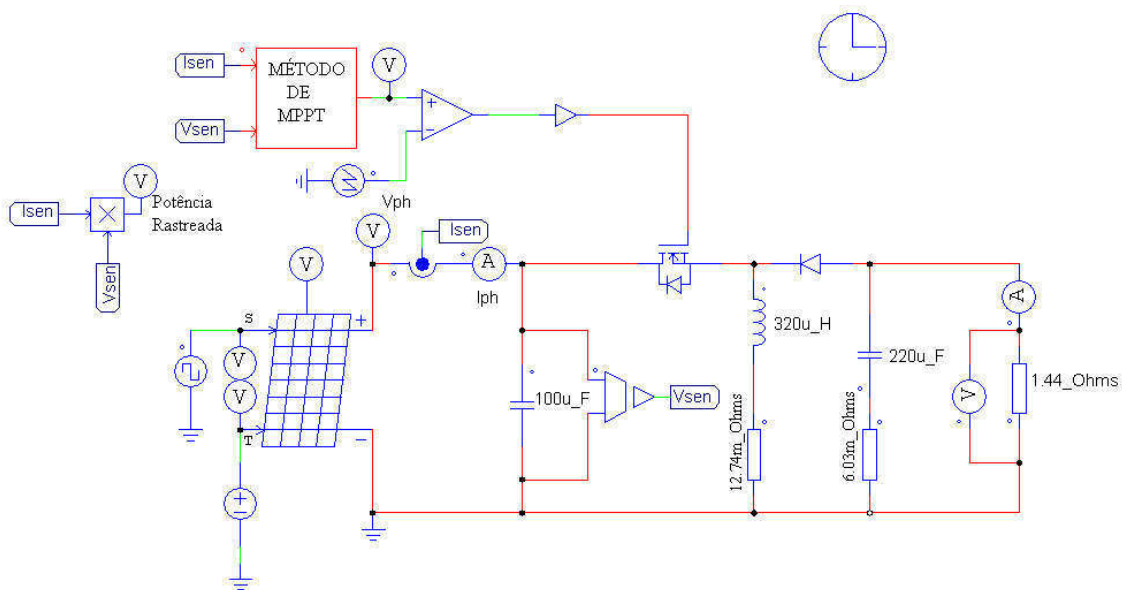
Procura-se avaliar o comportamento individual de cada método conforme variações das entradas de irradiação e temperatura. Para tanto, deve-se determinar alguns critérios de análise e comparação. O padrão mais importante a ser avaliado, é o fator de rastreamento do método TF

(do inglês *Tracking Factor*), uma vez que ele indica a quantidade de energia que foi efetivamente convertida. A ondulação na potência, ou *ripple*, em regime permanente também é considerado, já que o painel deve permanecer atuando dentro do MPP. E por fim o tempo de estabilização do método após a variação das entradas (STANKIEWICZ, 2013).

4.3.1 Degraus de irradiação aplicados no módulo fotovoltaico

O experimento foi realizado a partir da aplicação de degraus de irradiação variando entre 800 W/m^2 e 1000 W/m^2 , com uma frequência de 10 Hz e com uma temperatura fixada em 25°C . Para tanto, obteve-se as formas de onda ilustradas em 23, 24 e 25. Em todas demonstra-se a potência extraída pelo método, de maneira individual, juntamente com a máxima potência que o painel pode fornecer.

Figura 22 – Circuito utilizado validação dos métodos de MPPT



Com a obtenção dos resultados dos métodos para a variação de degraus de irradiação, pode-se afirmar que o método Temp convergiu mais rapidamente ao regime permanente, porém assim como o PeO, possui muitas ondulações na potência. Já o Incond, quase não possui *ripple*, apesar de não convergir de maneira tão rápida quanto o método Temp.

Figura 23 – Método PeO com degraus de irradiação

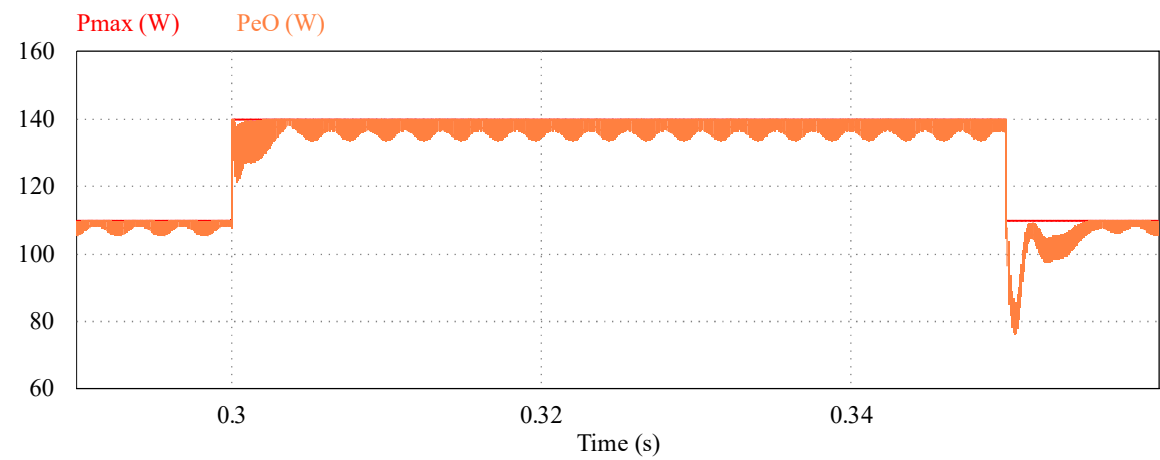


Figura 24 – Método Incond com degraus de irradiação

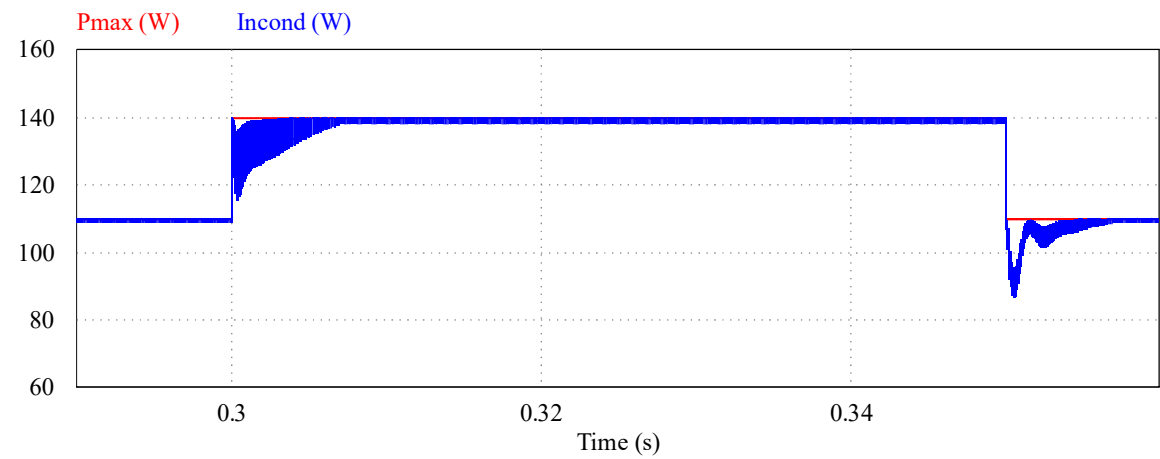
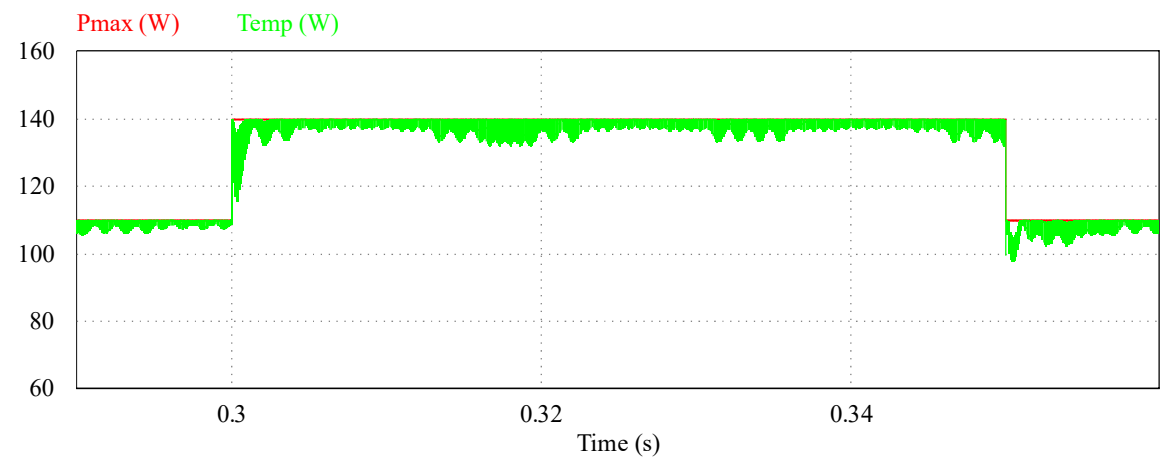


Figura 25 – Método Temp com degraus de irradiação



4.3.2 Degraus de temperatura aplicados no módulo fotovoltaico

Para esta seção, realizou-se a aplicação de degraus de temperatura variando entre 25°C e 50°C, com uma frequência de 10 Hz, entretanto, ao contrário da última seção, com uma irradiação constante de 1000 W/m^2 . As Figuras 26, 27 e 28 ilustram os resultados encontrados.

Figura 26 – Método PeO com degraus de temperatura

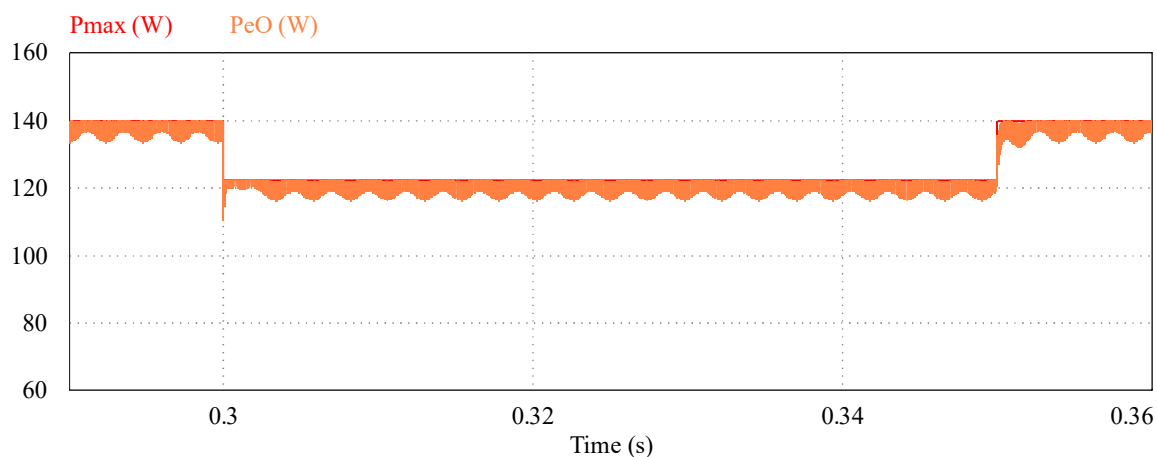
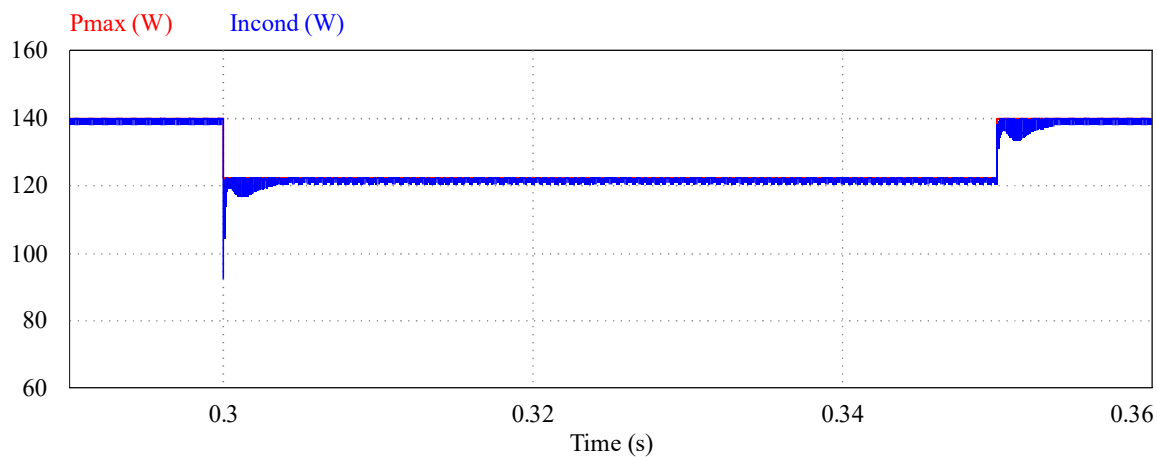
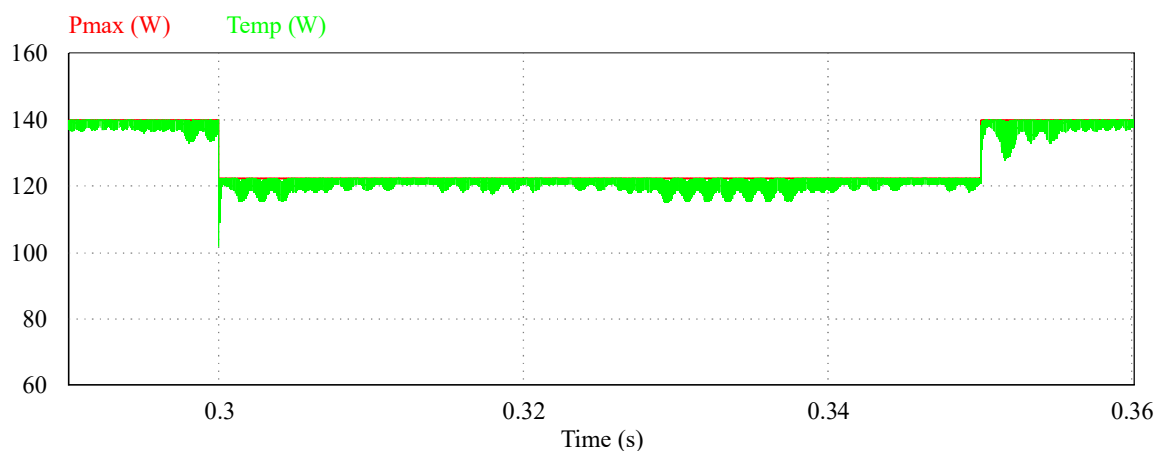


Figura 27 – Método Incond com degraus de temperatura



É possível visualizar nos resultados obtidos pela variação com degraus de temperatura, que em todos os métodos ocorre um melhor rastreamento da máxima potência fornecida pelo módulo. Ressalta-se, porém, que o método da Incond ainda possui uma menor ondulação se comparado com os outros dois métodos.

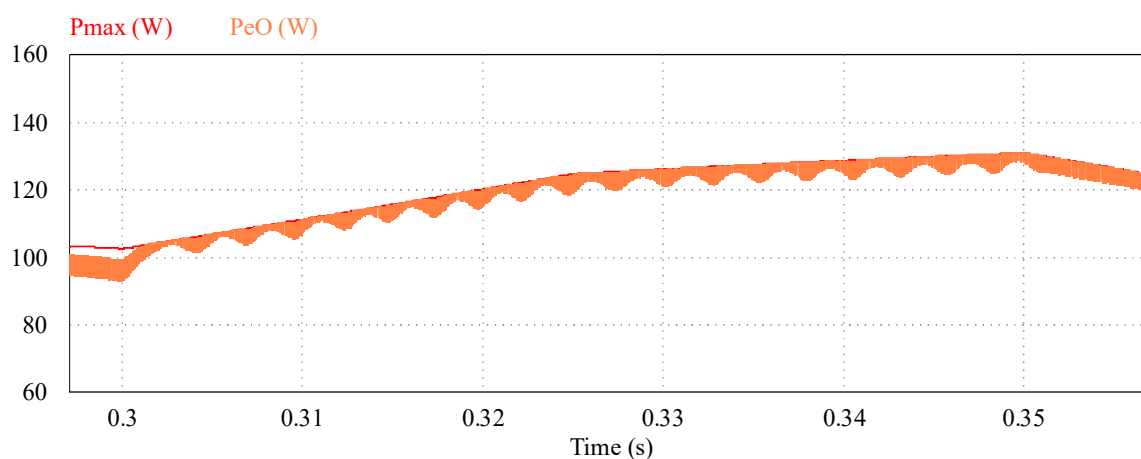
Figura 28 – Método Temp com degraus de temperatura



4.3.3 Rampas de irradiação e temperatura aplicados no módulo fotovoltaico

Observa-se nesta seção a variação das duas entradas por meio de rampas simultâneas e defasadas de 90° entre si e com uma frequência de 10 Hz para ambas. Utilizou-se das mesmas características citadas nas seções anteriores para as variações de irradiação e temperatura, de 800 W/m^2 a 1000 W/m^2 , e de 25°C até 50°C respectivamente. As Figuras 29, 30 e 31 demonstram as formas de onda encontradas.

Figura 29 – Método PeO com rampa de irradiação e temperatura



Seguindo uma tendência, os resultados encontrados para este experimento, foram con-
dizentes com as formas de onda obtidas pelos outros dois testes. O método da Incond produziu um bom rastreamento e com baixo *ripple* em relação aos outros dois métodos. Para o método Temp, observa-se um rastreamento mais eficiente em comparação com o PeO, apesar de possuir

uma pequena ondulação na potência.

Figura 30 – Método Incond com rampa de irradiação e temperatura

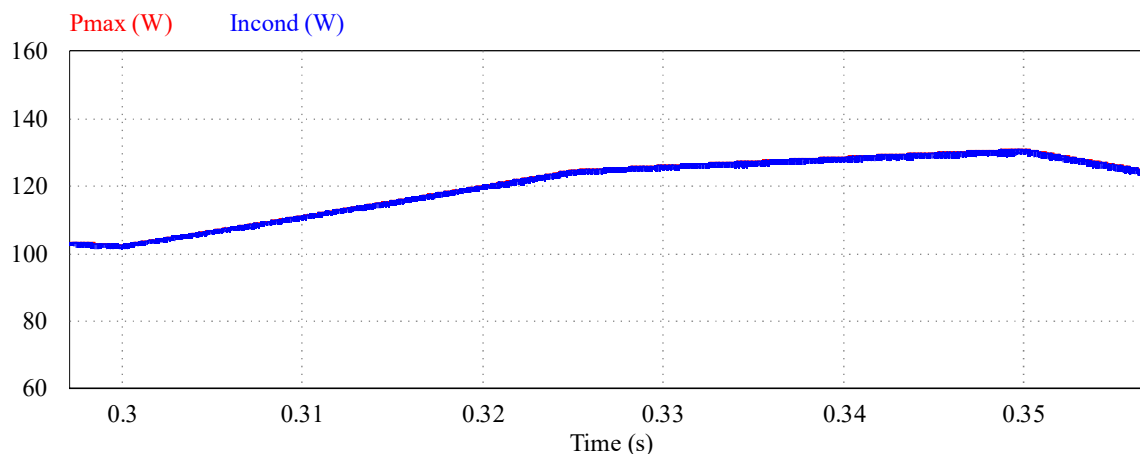
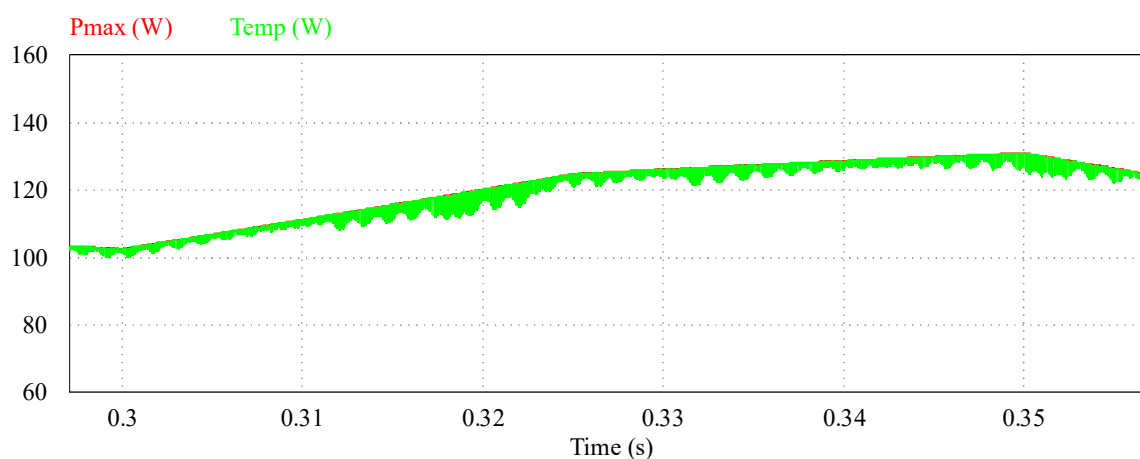


Figura 31 – Método Temp com rampa de irradiação e temperatura



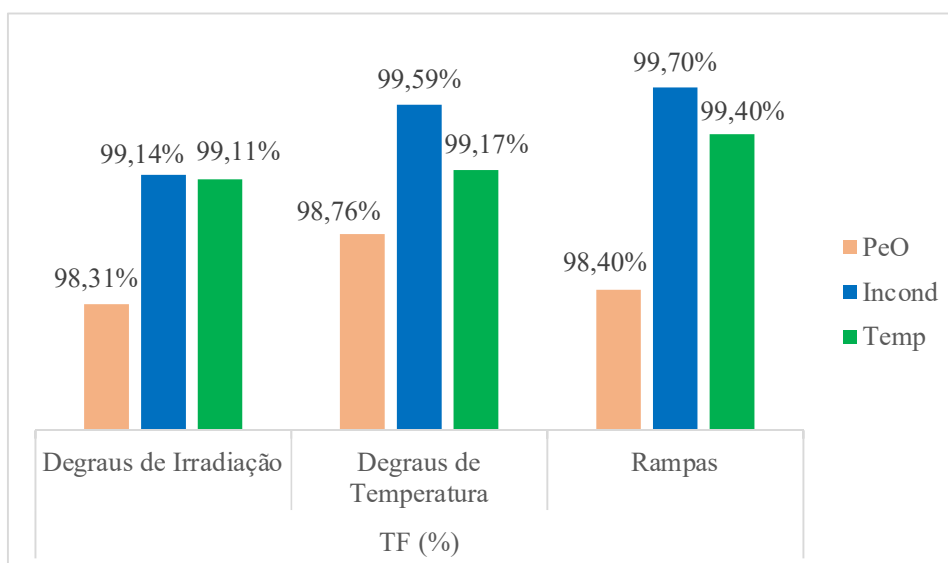
4.3.4 Comparação dos métodos MPPT

A partir dos resultados obtidos, é possível encontrar o TF de cada método. Para isto utilizando as ferramentas disponibilizadas no *software* PSIM, calculou-se o valor médio da potência extraída pelo MPPT, e realizou-se a razão entre o valor médio extraído e a potência máxima produzida pelo painel fotovoltaico, utilizando uma amostragem de 0,6s por análise. Desta forma obteve-se os dados ilustrados na Figura 32, onde demonstra-se a comparação de TF médio dos métodos divididos por simulação.

Salienta-se aqui que todos os métodos foram estudados e ajustados para que obtivessem

os melhores resultados possíveis. Sabe-se que os métodos podem variar seu desempenho incrementando o passo da razão cíclica programado, assim tornando-o mais rápido para atingir o MPP, porém com o incremento do passo ocorre aumento da ondulação de potência e acaba diminuindo o TF médio. Os métodos utilizados para este estudo estão disponibilizados em linguagem C nos apêndices A, B e C.

Figura 32 – Fator de rastreamento médio dos métodos de MPPT



A análise por simulação demonstrou que o método Incond é o mais eficiente para o conversor Buck-Boost nos três experimentos realizados, onde inseriu-se variações em forma de degraus e rampas para a temperatura e irradiação sobre o medelo do painel simulado, como demonstra a Figura 32. Em seguida, apresenta-se o método Temp como o mais eficiente para o conversor estudado. O método PeO, apesar de não ter ficado muito distante, possuiu um desempenho inferior aos demais métodos, em simulação. Uma possível explicação é que o método possui como característica de funcionamento, uma oscilação em torno do ponto de máxima potência, fazendo com que haja uma ondulação maior e diminuindo o seu fator de rastreamento.

4.4 Desenvolvimento dos protótipos

Para a elaboração do protótipo do conversor Buck-Boost e dos circuitos auxiliares deste trabalho, buscou-se utilizar componentes com níveis de tensão acima de 35 V, por ser essa a tensão máxima de trabalho que é encontrada com a soma da máxima tensão de entrada V_{in} com

a tensão de saída V_{out} do conversor. A mesma pode ser igualada a tensão sobre os terminais *drain-source* da chave de potência ou v_s .

4.4.1 Diodo e MOSFET

Partindo dos parâmetros e das definições citadas no Capítulo 3, selecionou-se para a chave de potência o MOSFET IRF540, que oferece uma corrente entre o *drain* e *source* de 27 A a 25 °C. Esta chave também é capaz de suportar uma tensão reversa de 100 V. Já para o diodo do conversor, definiu-se o diodo ultra rápido MUR1620. Este componente suporta uma corrente média de 16 A, o dobro da corrente média de saída do conversor. Também suporta uma tensão reversa de 200 V e possui uma queda de tensão, quando em condução, de 0,975 V a 25 °C.

4.4.2 Dimensionamento do circuito *snubber*

Para o circuito *snubber* utilizou-se das Equações 3.25, 3.26 e 3.27 e definiu-se um capacitor cerâmico de 1 nF para o $C_{snubber}$, onde a partir deste, obteve-se 5,6 k Ω para o resistor $R_{snubber}$ com potência de dissipação $P_{Rsnubber}$ de 0,25 W. Para o diodo $D_{snubber}$, calculou-se um tempo de recuperação reversa t_{rr} de no mínimo 16,6 ns e portanto será utilizado um diodo ultra-rápido 1N4148 que possui um t_{rr} de 4 ns enquadrando-se nas características desejadas.

4.4.3 Circuito de controle

Inicialmente buscou-se um sistema que possibilita-se gerar um sinal PWM e realizar o controle para o chaveamento do MOSFET. Para tal, selecionou-se o microcontrolador AT-MEGA328P da *Atmel Corporation*. Este microcontrolador da família AVR RISC de 8-bits de alto desempenho e possui 6 canais de PWM com saída de 5 V. Além de realizar a função desejada, é um componente barato, eficiente e amplamente reconhecido pelo seu uso na plataforma Arduino Uno.

4.4.4 Sistema de aquisição de dados (*Datalogger*)

Conforme demonstrado na Figura 6, serão coletados os sinais de tensão V , corrente I , temperatura T e irradiação S oriundos do modulo fotovoltaico. Este processo é necessário para a aplicação das variáveis aos métodos de MPPT e o mesmo será realizado através de

um *datalogger*. Segundo Fuentes et al. (2014), os dispositivos para coleta de dados comerciais, comumente chamados de *dataloggers*, possuem altos valores de aquisição, necessitam softwares especiais, fontes de alimentação externa e computadores para estarem conectados.

Para o processamento das variáveis obtidas no módulo fotovoltaico desenvolveu-se um *datalogger* utilizando a plataforma Arduino Mega 2560, sem necessidade de operação humana, com fonte de alimentação independente, *hardware and software open-source*, baixo consumo de energia e acessível. Desta maneira, será possível armazenar os resultados obtidos e compará-los com o rendimento do módulo de maneira ideal, ou seja, o máximo de eficiência que o painel poderia produzir com o rendimento obtido através do sistema projetado.

O sistema possui quatro entradas para processamento das variáveis, as quais são exibidas em *display* externo e armazenadas em cartão SD, informando a data e hora de cada valor salvo. Resumidamente o *datalogger* elaborado se divide em 5 etapas de construção.

4.4.4.1 Fonte simétrica (Alimentação dos circuitos)

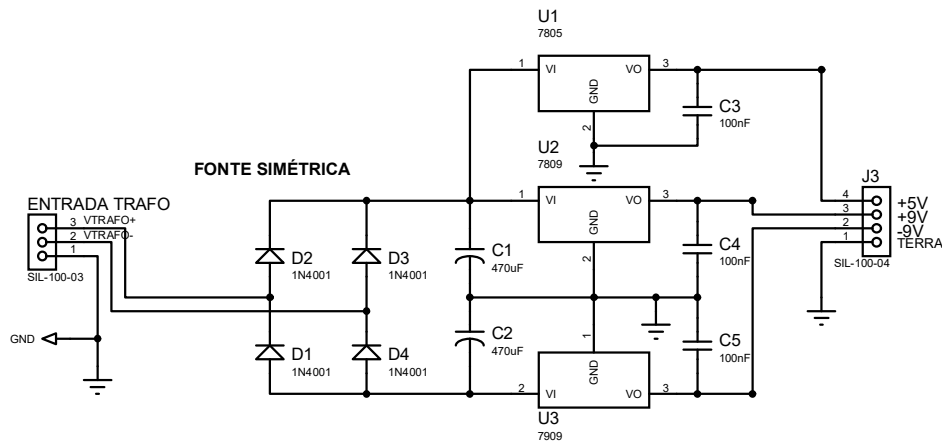
A fonte simétrica de alimentação é necessária, uma vez que a plataforma arduino Mega 2560 possui uma entrada de alimentação externa de 5V-12V. A partir de um transformador conectado à rede elétrica de 220 V, rebaixa-se a tensão CA para 24 V e conecta-se a uma ponte retificadora com 4 diodos, obtendo-se um sinal de tensão CC. Para filtragem da ondulação, inseriu-se dois capacitores de 470 μF em paralelo. Para a adequação dos níveis de tensão necessários, conectou-se um regulador de tensão 7809 no terminal positivo da ponte retificadora, resultando em uma saída de +9 V. Para obter uma tensão de -9 V, o terminal negativo da ponte retificadora foi conectado a um regulador de tensão 7909. Com a conexão da saída de tensão de +9 V ao Arduino, obteve-se uma alimentação constante e sem oscilações. Juntamente com as duas saídas de tensão da fonte simétrica, um regulador de tensão 7805 foi inserido para a obtenção de +5 V. Seu diagrama elétrico pode ser verificado conforme a Figura 33

4.4.4.2 Circuito de corrente (I_{in})

Devido a entrada analógica do Arduino realizar leituras de tensão, utilizou-se a técnica do resistor shunt para a obtenção do valor da corrente do sistema.

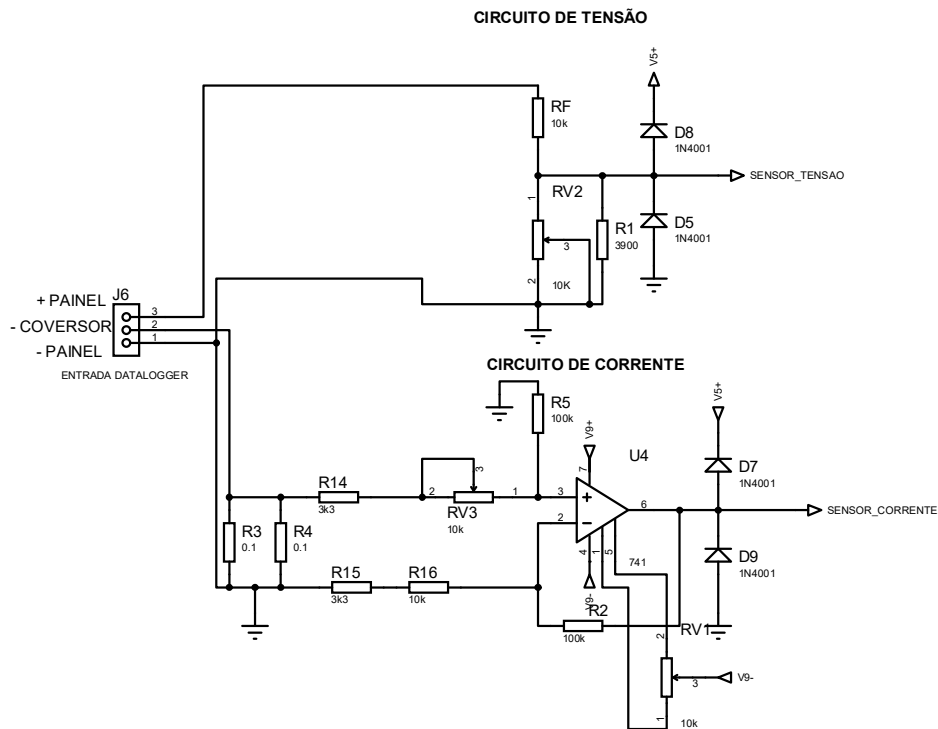
Um resistor shunt, também conhecido como resistor de derivação, possui valores de resistência muito baixos. Dessa forma, deriva-se grande parte da corrente elétrica e obtêm-se uma tensão que, em média, permanece na faixa dos *mV*. Assim, esta tensão pode ser amplificada

Figura 33 – Circuito desenvolvido para a fonte de alimentação dos circuitos



e corresponder a variação da corrente nos terminais do shunt. Para tal, dois resistores de $0,1\ \Omega$ foram associados em paralelo, resultando em uma resistência equivalente de $0,05\ \Omega$. Conforme indicado na Tabela 1, a máxima corrente que o módulo fotovoltaico pode fornecer (corrente de curto-circuito) é 8,68 A. Aplicando-se a lei de Ohm, a máxima tensão no resistor será 0,434 V, que corresponde a multiplicação da corrente de curto-circuito pela resistência equivalente.

Figura 34 – Circuitos elaborados para os sensores de I_{in} e V_{in}



Para uma leitura analógica de 0 a 5 V do Arduino, implementou-se o amplificador

operacional (Ampop) LM741 com a configuração Diferencial, buscando amplificar esse valor equivalente de tensão de 0,434 V para 5 V através da Equação 4.10.

$$V_{amplificador} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \quad (4.10)$$

Sendo a tensão de saída do LM741 $V_{amplificador}$ igual a 4,5 V (mantendo 0,5 V como margem de segurança) e a diferença $(V_2 - V_1)$ correspondente a tensão diferencial de entrada encontrou-se o valor da razão R_2/R_1 igual a 10,36.

4.4.4.3 Circuito de tensão (V_{in})

Para leitura da tensão do módulo fotovoltaico, calculou-se um divisor de tensão para o caso crítico de operação, sendo 22,1 V (tensão de circuito aberto), informado na Tabela 1. Dimensionou-se os resistores do divisor de tensão aplicando a Equação 4.11.

$$V_{cir.tensao} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{modulo} \quad (4.11)$$

Com o objetivo de obter resistores comerciais, fixou-se R_2 em 10 K Ω e $V_{cir.tensao}$ igual a 4,9 V, com tolerância de 0,1 V para segurança. Isolando a variável R_1 , calcula-se uma resistência de 2,848 k Ω . Para obtenção deste circuito, um potenciômetro de 10 k Ω é colocado em paralelo com um resistor de 3,9 k Ω , o que resulta em uma resistência equivalente de 2,805 k Ω .

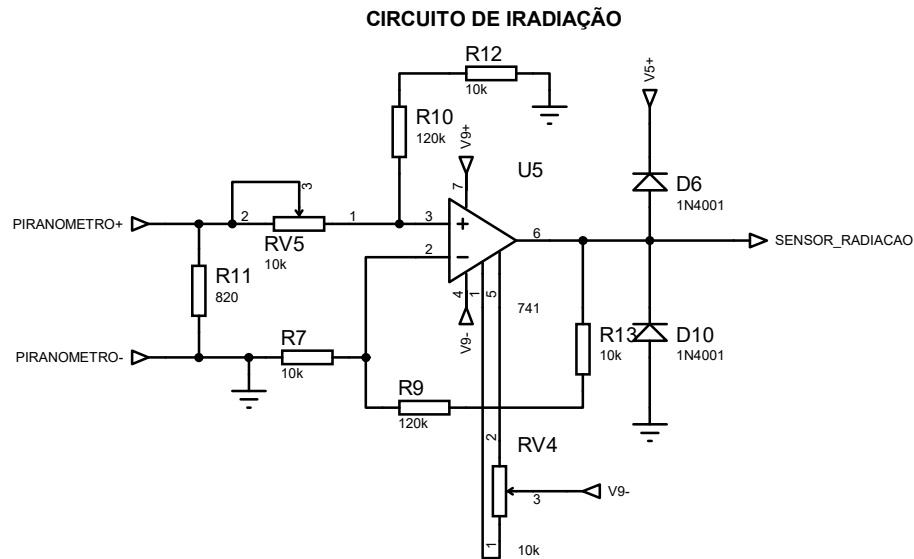
4.4.4.4 Sensor de radiação (S)

Utilizou-se um piranômetro, o qual converte o valor da radiação em tensão elétrica nos seus terminais. De acordo com os dados fornecidos pelo fabricante do dispositivo, a tensão máxima de saída é de 350 mV. Para correta captação da radiação, acoplou-se o piranômetro ao lado do módulo fotovoltaico com a mesma inclinação, que é de aproximadamente 9° direcionado para o Norte geográfico.

Considerou-se o caso crítico de projeto que, para um valor máximo de radiação, a tensão nos terminais do piranômetro atingiria 0,350 V. Com o objetivo de amplificar essa diferença de potencial para uma faixa de 0 a 5 V (para leitura analógica do Arduino), utilizou-se mais uma vez a configuração Diferencial do LM741.

Substituindo-se os valores na Equação 4.10, neste caso $(V_2 - V_1)$ corresponde a 0,350 V e $V_{amplificador}$ também foi adotado como sendo 4,5 V. Substituindo os valores calcula-se R_2/R_1 igual a 12,85. O circuito elaborado pode ser visualizado na Figura 35.

Figura 35 – Circuito elaborado para o sensor de irradiação



4.4.4.5 Sensor de Temperatura (T)

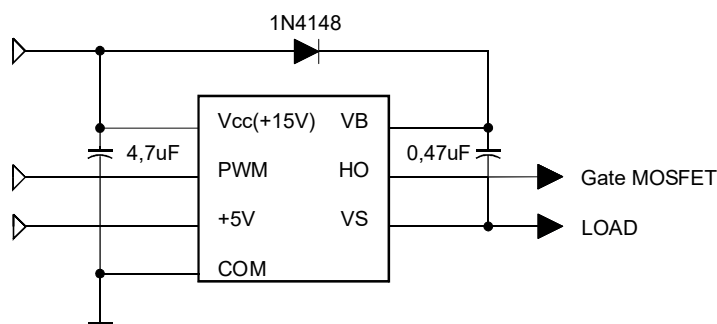
O sensor digital de temperatura utilizado foi o DS18B20. Para correta operação do sensor, fez-se necessário a conexão de um resistor de 4,7 k Ω na configuração pull-up, do fio terra para 5 V. A tensão de operação do dispositivo é de 3 a 5,5 V, fornecida pelo fabricante.

4.4.5 Driver de acionamento

Conforme o circuito ilustrado na Figura 10(a), a chave de potência S está com o *drain* conectado diretamente a fonte de entrada e com o *source* interligado ao diodo D e ao indutor L . Isto significa que a carga está conectada ao *source* da chave, fazendo com que a tensão de *gate-source* não seja referenciada ao terra da fonte de entrada. Como consequência, faz com que o transistor do conversor Buck-Boost esteja em flutuação. Para a mitigação deste efeito, necessita-se de um circuito *bootstrap* que proporciona um terra isolado entre o *gate* e o *source* do MOSFET facilitando assim, seu acionamento.

Os circuitos de acionamento para estas aplicações são chamados de acionamento de dreno *high-side* e para acionar o MOSFET, a tensão *gate-source* precisa ser elevada (HART, 2011).

Neste projeto, optou-se por utilizar o *drive* IR-2104, que realizará o chaveamento do conversor. Este circuito integrado (CI), necessita de um *bootstrap*, que é indicado pelo próprio fabricante, como demonstra a Figura 36. Desta forma, soma-se a tensão fornecida pelo capacitor

Figura 36 – Circuito do *driver* IR-2104

Fonte: (INTERNATIONAL, 2004).

na saída do *driver* ao sinal PWM elevando a tensão *gate-source*.

Por fim o acionamento do MOSFET se dará através do microcontrolador ATMEGA328P, onde o método de MPPT modulará a largura do pulso conforme a necessidade gerando um sinal PWM de 5 V de amplitude para o IR-2104, que por sua vez, replicará o mesmo sinal PWM com 15 V de amplitude, para o chaveamento do MOSFET.

4.5 Validação e implementação dos protótipos

Após a comprovação do funcionamento e obtenção dos resultados por meio de simulação, faz-se necessário a implementação em bancada dos protótipos elaborados para avaliação e comparação dos resultados. A validação experimental ocorreu nos laboratórios de Eletrônica de Potência, do curso de Engenharia Elétrica e Fenômenos de Transporte, do curso de Engenharia Mecânica da URI campus de Erechim.

Diante disso, desenvolveu-se os protótipos em placas de circuito impresso através do *software* Proteus, submetendo os mesmos à testes de funcionamento para a verificação do comportamento dos circuitos elaborados.

4.5.1 Validação do conversor Buck-Boost

Inicialmente realizaram-se os testes no conversor Buck-Boost onde percebeu-se uma dificuldade de acionamento do mesmo com o MOSFET em sua posição clássica. Apesar do circuito de acionamento com o *driver* IR2104 ser indicado para chaves em flutuação, a chave não conseguia identificar o pulso PWM enviado pelo *driver* e a partir deste chavear o conversor quando ocorria a conexão com fonte de alimentação, pelo contrario, o MOSFET realizava um

curto-circuito em seus terminais, derrubando o sistema de alimentação.

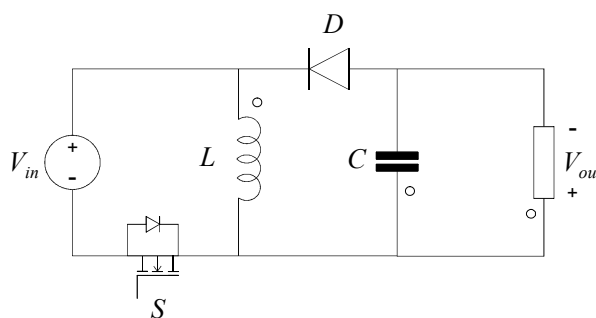
Após realizou-se a inserção de resistores *pull down* e resistores em série entre o *driver* de acionamento e a chave, visando assim aumentar a qualidade do sinal PWM. Com isto, a chave de potência passou a interpretar o pulso de acionamento, mas a tensão pico a pico do sinal diminuía no instante em que o conversor era alimentado, causando assim uma tensão insuficiente para o chaveamento nos terminais *gate-source* da chave.

A partir das dificuldades encontradas, concluiu-se que são consequências da realização do chaveamento de uma carga relativamente indutiva, quando a chave apresenta-se em estado de flutuação, ou seja, quando a mesma não possui referência ao terra do circuito.

Sem obtenção de sucesso e a favor dos protótipos já elaborados, definiu-se que o sistema de acionamento não fosse alterado, em primeiro lugar visando validar ou não o *driver* com saída *high-side* e acionamento direto no MOSFET para a topologia escolhida do conversor Buck-Boost. Em segundo lugar pelo cronograma do projeto já adiantado, uma vez que o tempo para busca e implementação de um novo circuito de acionamento que interagisse com as plataformas já existentes não seria suficiente.

Diante disto, optou-se por alterar a topologia do conversor de maneira que suas características de funcionamento fossem preservadas. Assim a Figura 37 ilustra o novo circuito adotado para o Buck-Boost, onde implementou-se a chave de potência na parte de baixo do circuito. Através desta medida buscou-se potencializar o referenciamento da chave com relação ao terra, possibilitando sua correta operação.

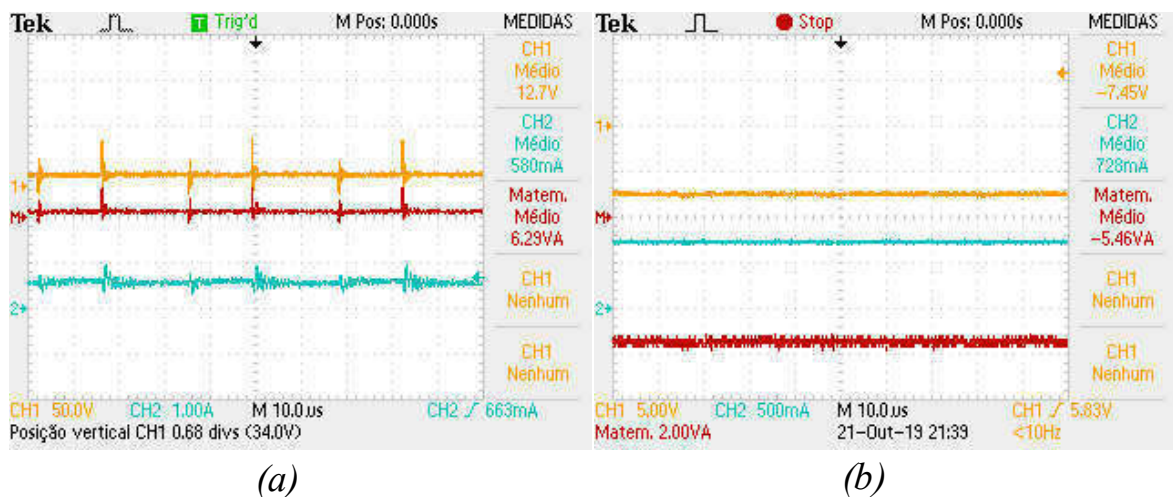
Figura 37 – Configuração adotada para conversor Buck-Boost



Para a validação do conversor Buck-Boost, utilizou-se uma fonte de tensão da marca *Minipa*, modelo MPL-3305M, para a simulação do painel fotovoltaico na entrada do conversor. Para obter os resultados iniciais, aplicou-se 12 V na entrada, utilizou-se uma resistência de carga de 10 Ω com o conversor operando na configuração Buck, isto é, com um D fixo de 0,4 com 30 kHz de frequência.

Verificou-se um correto funcionamento do conversor, onde apesar das perdas, a tensão e a corrente de saída demonstraram uma baixa ondulação, obtendo 86,8% de eficiência com relação a entrada conforme a Figura 38, onde as grandezas V_{in} e V_{out} estão representadas pela cor amarela, correntes I_{in} e I_{out} na cor azul e em vermelho P_{in} e P_{out} respectivamente. Os resultados obtidos foram coletados utilizando-se do osciloscópio TBS1102, modelo da marca Tektronix.

Figura 38 – (a) Entrada do conversor Buck-Boost; (b) Saída do conversor Buck-Boost



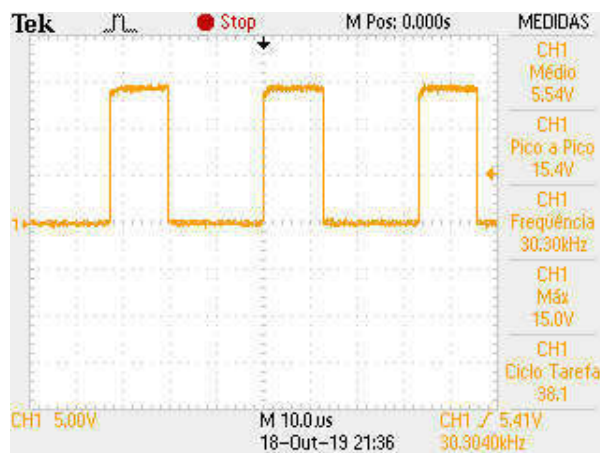
4.5.2 Validação do sistema de acionamento

A Figura 39 demonstra o sinal PWM no *gate* da chave de potência com o circuito do conversor alimentado, onde percebe-se uma tensão de pico de 15 V, valor este necessário para o correto acionamento da chave de potência. É possível verificar que Também visualiza-se os valores de 38,1% ou 0,381 para o *duty cycle* D e 30,3 kHz para frequência de chaveamento f , valores estes, muito próximos dos desejados.

4.5.3 Validação do *Datalogger*

Inicialmente calibrou-se os sensores utilizando uma fonte de tensão MPL-3305M, para a simulação do painel fotovoltaico, o osciloscópio TBS1102, para a averiguação das grandezas de corrente, tensão, temperatura. Também utilizou-se um medidor de energia solar, da marca *Instrutherm* modelo MES-100, para a calibração do piranômetro. Buscou-se, através dos resistores variáveis, os valores dos ganhos dos amplificadores operacionais utilizados, calculados

Figura 39 – Sinal PWM para o acionamento do MOSFET



em 4.10 e 4.11.

Entretanto após testes iniciais de funcionamento, verificou-se um ruído de interferência nos circuitos do *datalogger*, causando erro de leitura, ou até mesmo impedindo a obtenção dos dados nos quatro sensores. Deduz-se que o ruído é proveniente do chaveamento do conversor, que associado ao ciclo de carregamento e descarregamento do indutor nos terminais de entrada do Buck-Boost, transfere-se através da conexão entre as malhas de terra dos circuitos. O ruído de interferência pode ser visualizado na Figura 38(a).

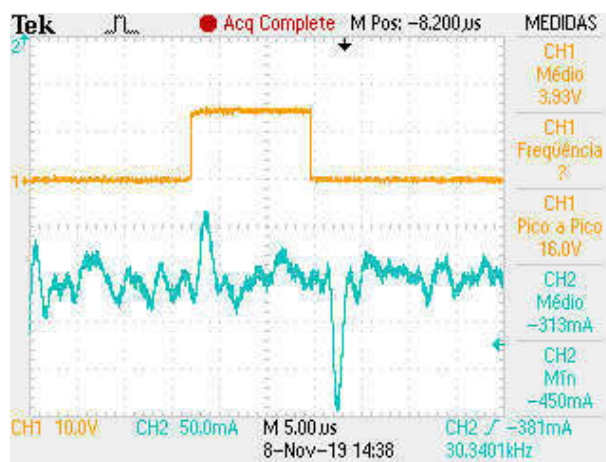
Pode-se observar que apesar da utilização do circuito *snubber* para proteção da chave, os picos de tensão oriundos do chaveamento em série com o indutor não são extinguidos, sendo necessário a aplicação de filtros nos circuitos.

Para a mitigação deste problema, partiu-se para a utilização de capacitores de filtro. Aplicou-se capacitores cerâmicos de 100 nF nos pinos de saída dos sensores do *datalogger* para a estabilização da tensão. Isto corrigiu a variação dos picos de alta frequência consequentes do ruído nos sensores de tensão e radiação. No entanto, o mesmo sucesso não foi atingido com os outros dois sensores.

Após análises, aplicou-se ainda um indutor de 24 μ H em série com a alimentação do conversor, para atuar como um filtro de linha, juntamente com um capacitor de 100 nF em paralelo com os bornes de entrada do Buck-Boost. Esta medida estabilizou a tensão no sensor de temperatura, mas não no sensor de corrente. Isto se deve principalmente ao fato de que a alteração no estado de condução ou abertura da chave causa um transiente no indutor, ou seja uma ondulação com uma magnitude elevada durante um curto período de tempo.

A partir da Figura 40 pode-se verificar o comportamento da corrente I_{in} juntamente com o sinal PWM. Destacam-se principalmente dois transientes na forma de onda em azul, justamente com o fechar e abrir do MOSFET. Apesar da corrente média de entrada I_{in} no momento do teste

Figura 40 – Comportamento da corrente I_{in} com relação ao sinal PWM



ser de apenas 313 mA, nota-se uma elevada descarga dos elementos armazenadores de energia, principalmente no abrir da chave, chegando a 450 mA.

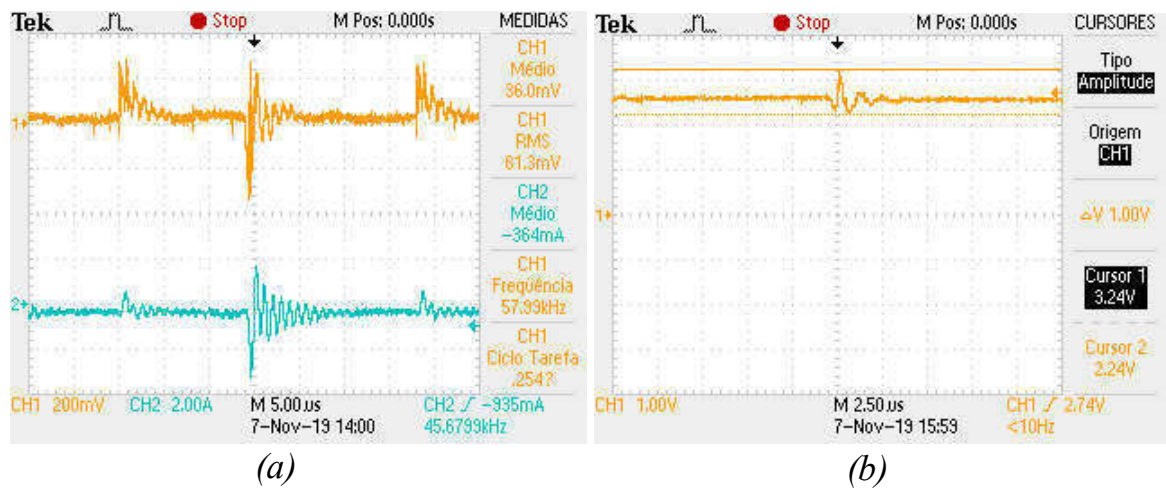
Perante esta dificuldade mediu-se o sinal de saída do Ampop do circuito de corrente com a inserção de um capacitor eletrolítico de 0,47 μF . A Figura 41(a) demonstra o comportamento do sinal conforme a variação na corrente I_{in} . Já a Figura 41(b) ilustra a resposta obtida do sensor enquanto a inserção de um capacitor de filtro. Observa-se que a correção no sinal realizou um deslocamento da forma de onda, obtendo-se um valor médio de 2,74 V na saída do amplificador, porém com variação de 1 V pico a pico, o que realizava uma oscilação constante nas leituras do arduino.

Entende-se que a medição da corrente com sistema utilizado não foi efetiva, uma vez que todos os esforços de corrigir o ruído de interferência ou conduziam o Ampop a entrar em estado de saturação, ou desconfiguravam o sinal de saída de maneira que a informação contida era perdida.

Buscando alternativas para a obtenção dos valores de corrente, optou-se por utilizar um sensor não invasivo, de maneira que o efeito dos transientes na corrente pudessem ser filtrados obtendo apenas o valor médio de I_{in} . Desta forma inseriu-se o transformador de corrente (TC) HMCT103C em torno do condutor de alimentação do conversor Buck-Boost. Este TC produz em seu enrolamento secundário uma tensão proporcional a corrente medida em seu primário. Isto só é possível uma vez que a corrente I_{in} a partir do chaveamento do conversor, possui a característica de oscilação, ou seja CA, produzindo um campo magnético em torno do condutor. Do contrário, a utilização deste sensor seria inviável, já que o mesmo é indicado apenas para corrente CA.

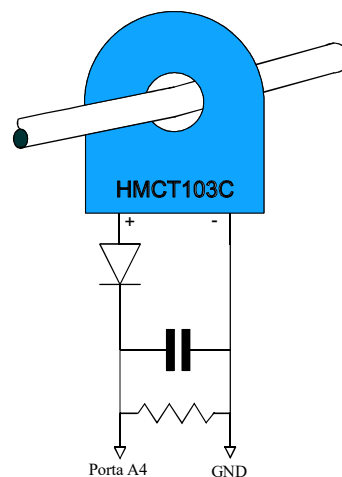
Diante disto, elaborou-se um circuito conforme ilustra a Figura 42, onde um diodo super

Figura 41 – (a) Sinal de saída do Ampop com interferência do ruído; (b) Variação de amplitude do sinal saída do Ampop com correção



rápido MUR460, que suporta uma corrente de 4 A com tensão máxima de ruptura de 600 V, retifica os picos negativos do sinal. Posterior ao diodo, inseriu-se um capacitor de 100 μ F para estabilização da tensão e eliminação do ruído, juntamente com um resistor de aproximadamente 1 k Ω para a descarga do capacitor, ambos em paralelo com os pinos do sensor. Este circuito, possibilitou a obtenção da informação sem que a mesma fosse atenuada juntamente com o ruído.

Figura 42 – Sensor elaborado para a medição de corrente do sistema utilizando o TC HMCT103C



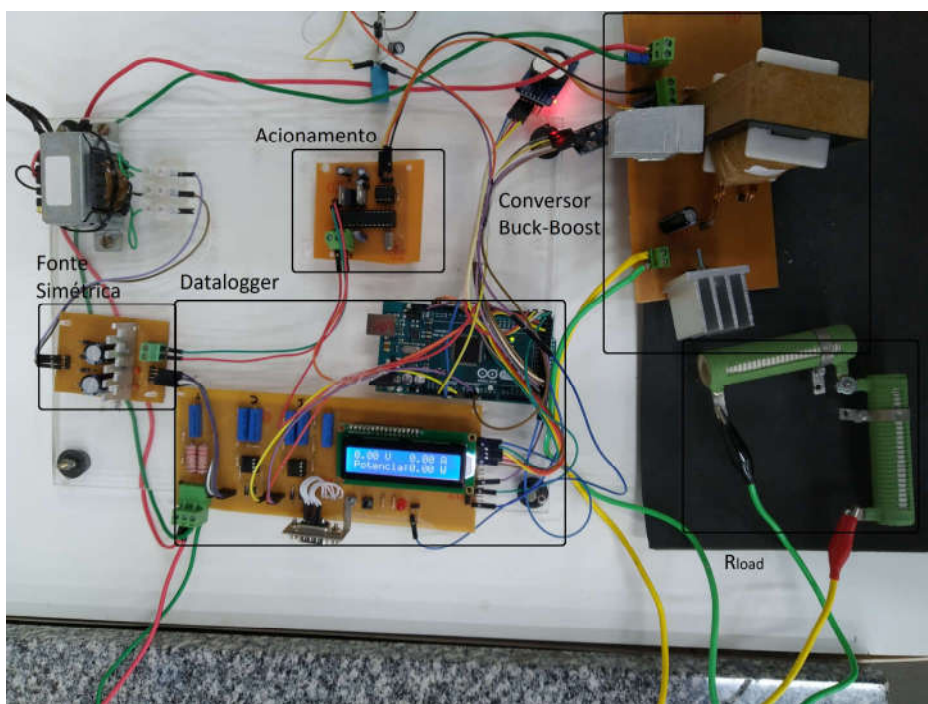
Valendo-se de uma alicate amperímetro da *Fluke* modelo 325, obteve-se o valor da corrente I_{in} do conversor Buck-Boost. E utilizando um resistor variável para o controle do descarregamento do capacitor, calibrou-se a tensão proporcional a corrente I_{in} . Após conectou-se o terminal positivo do circuito na porta A4 do arduino Mega e multiplicou-se pelo valor de ganho necessário.

4.5.4 Implementação do sistema de geração

Para a aplicação e comparação dos métodos de MPPT, conectou-se o circuito do conversor juntamente com o *datalogger*, ao módulo fotovoltaico KD 140SX, das 8:30 até 11:45 do dia 16/11/2019. Utilizou-se uma resistência de carga R_{Load} no conversor no valor de $10\ \Omega$, ou seja, aproximadamente 10 vezes a resistência de projeto. Por questões de cronograma optou-se por agir desta maneira, uma vez que a utilização da resistência de projeto implicava em uma corrente de trabalho de 8 A. Esta corrente causaria um estresse nos componentes em virtude do aquecimento consequente, sendo necessário o projeto de dissipadores de calor para os elementos de potência.

Implementou-se os três métodos sugeridos, buscando obter dados de comparação com os resultados obtidos em simulação.

Figura 43 – Bancada experimental utilizada para a obtenção das medidas



Através do *datalogger*, obteve-se os dados da potência de entrada P_{in} , irradiação média S_{avg} e temperatura média no painel T_{avg} dos testes realizados. Utilizou-se para a retirada dos valores da potência de saída P_{out} e novamente de entrada P_{in} , para a comprovação do funcionamento do sistema. A bancada elaborada pode ser visualizada na Figura 43.

Para exemplificar os resultados obtidos, as Figuras 44 e 45, coletadas com a utilização do osciloscópio da *Tektronix* modelo MSO2014B, demonstram o comportamento das potências do conversor utilizando o método Incond. O mesmo procedimento de amostragem foi utilizado

para os demais métodos.

Figura 44 – Potência de entrada P_{in} conforme a implementação do método Incond

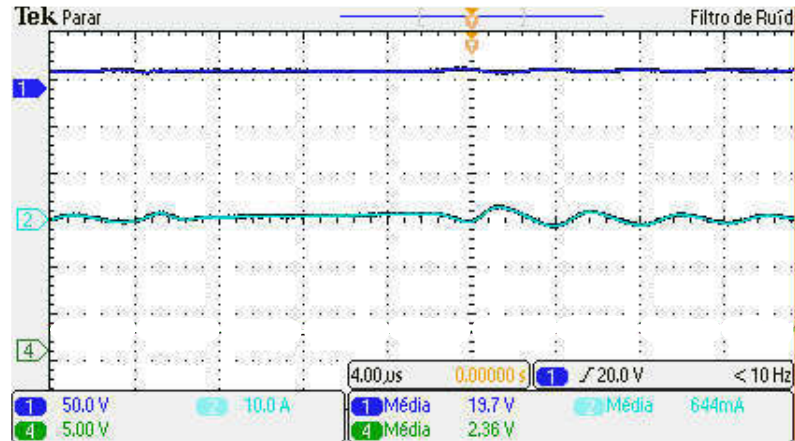
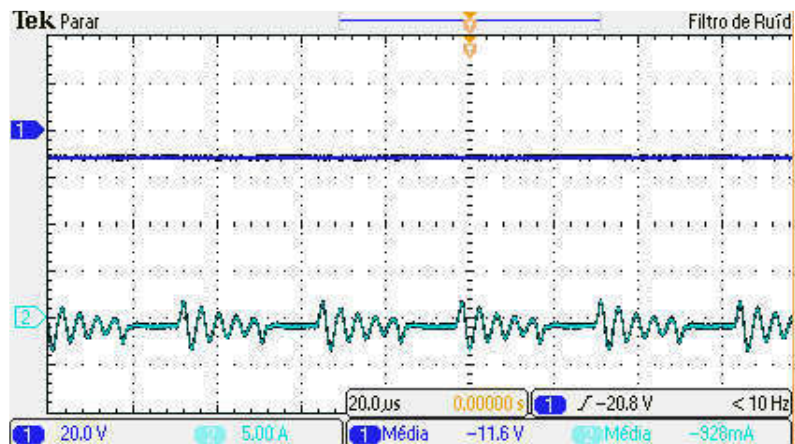


Figura 45 – Potência de saída P_{out} conforme implementação do método Incond



Perante as amostras coletadas, elaborou-se a Tabela 4, que demonstra a performance dos métodos com os índices de *Tracking Factor* (TF), eficiência do conversor ($\eta_{conversor}$), eficiência do sistema ($\eta_{sistema}$) e os dados de temperatura e irradiação media dos testes realizados.

O TF de cada método foi obtido através da divisão entre a potência de entrada do conversor P_{in} multiplicada por dez (em virtude da resistência R_{Load}), e a potência gerada pelo módulo de maneira ideal. A potência ideal foi encontrada analisando o *datasheet* do módulo fotovoltaico, disponível no Anexo A, onde calculou-se o valor de 141,6 W de potência, 17,7 V e 8 A, segundo a média de irradiação e temperatura dispostas no dia dos experimentos.

A eficiência do conversor é calculada através da razão de P_{out} por P_{in} . Já a eficiência do sistema, como um todo, é obtida através do produto entre TF e $\eta_{conversor}$ (BRITO et al., 2010).

Tabela 4 – Performance dos métodos de MPPT

Método	P_{in}	P_{out}	TF	$\eta_{conversor}$	$\eta_{sistema}$	S_{avg}	T_{avg}
Incond	12,69 W	10,77 W	89,60 %	84,85 %	76 %	852,4 W/m ²	50°C
PeO	10,87 W	8,36 W	76,77 %	76,91 %	59 %	962,8 W/m ²	49,5°C
Temp	13,24 W	10,10 W	93,47 %	76,30 %	71 %	955,1 W/m ²	55°C

A análise da Tabela 4, evidencia que apesar do melhor desempenho no rastreamento da máxima potência ter sido obtido pelo método Temp, com 93,47 % da potência disponibilizada pelo módulo, o método Incond se sobrepôs aos demais na eficiência do sistema, chegando a converter 76 % da energia recebida nos terminais do conversor. A pior performance foi obtida pelo método PeO, destacando-se por obter um baixo TF em relação aos métodos Incond e Temp.

Visualiza-se que condições climáticas, para os três métodos, não interferiram nos resultados de maneira negativa, mas possibilitaram uma real comparação entre ambos, já que as variáveis irradiação e temperatura, pouco oscilaram durante os experimentos. Entretanto, deve-se resaltar que, em se tratando de TF, desconsiderou-se as perdas do conjunto em consequência da utilização de uma resistência dez vezes maior do que a projetada. Porém, esta alteração não desconfigura os resultados encontrados, apenas evidencia-os.

De maneira geral, o método Incond foi o que obteve a maior eficiência do sistema com 76 %, seguido pelos métodos Temp com 71 % e PeO com 59 %, condizendo com os resultados obtidos em simulação.

5 CONCLUSÃO

O presente trabalho tratou de avaliar o conversor CC-CC Buck-Boost juntamente com técnicas de MPPT aplicáveis. Para implementar o rastreamento de máxima potência selecionou-se os métodos Perturba e Observa, Condutância Incremental e Temperatura. A escolha do conversor deveu-se a simplicidade, robustez e aplicação dos métodos de MPPT em sistemas fotovoltaicos. Quanto as técnicas, foram selecionadas por serem dinâmicas, por possuírem lógicas distintas, de fácil implementação, número reduzido de sensores e aplicação comercial dos algoritmos.

Inicialmente efetuou-se uma revisão bibliográfica sobre a tecnologia que envolve os sistemas fotovoltaicos, bem como o funcionamento e características do módulo estudado, com a finalidade de fornecer embasamento teórico. Após foram verificados os modelos matemáticos aplicáveis a células fotovoltaicas, visando entender e simular o seu comportamento via *software*. Ainda na revisão bibliográfica, revisou-se o funcionamento das principais topologias de conversores CC-CC e buscou-se compreender os conceitos dos métodos de MPPT.

Na metodologia apresentada no capítulo 3, analisou-se criteriosamente o conversor estudado, desde as etapas de funcionamento, ilustrando as principais formas de onda de cada elemento e seus respectivos equacionamentos, visando avaliar o seu comportamento para posteriormente dimensioná-lo conforme as características do projeto.

No capítulo 4 simulou-se o sistema de geração com a implementação de MPPT, utilizando o *software* PSIM. Este programa de simulação é uma ótima ferramenta para implementação de circuitos de eletrônica de potência em sistemas de geração fotovoltaica, uma vez que possui um conjunto de interface e ferramentas muito simples e eficazes. Também demonstrou-se as etapas de desenvolvimento, validação e implementação dos protótipos elaborados para este projeto, assim como os resultados obtidos.

Diante do trabalho realizado, pode-se ressaltar algumas dificuldades apresentadas durante a elaboração dos protótipos. Inicialmente percebeu-se grande dificuldade em realizar o acionamento do conversor com a topologia original. Isto deveu-se pela realização do chaveamento de uma carga relativamente indutiva, enquanto a chave não possuía referência ao terra do circuito. Para tanto, outras topologias de chaveamento podem ser implementadas, como por exemplo utilizar o pulso PWM para o acionamento de transistores, proporcionando a excitação da base do MOSFET. Assim o referenciamento na chave aumenta, uma vez que o pulso não se dará diretamente nos pinos *gate-source*. Em segundo lugar, sugere-se a implementação de filtros em projetos futuros do conversor Buck-Boost, evitando assim, interferências nos circuitos

auxiliares. Também ressalta-se a necessidade do projeto de dissipadores de calor e *coolers* de refrigeração para a obtenção de valores com a potência máxima de projeto.

Por fim, após análises dos resultados de simulação e experimental, comprovou-se que o melhor método para o aumento da eficiência do sistema geração de energia fotovoltaica com a utilização do conversor Buck-Boost e implementação de MPPT, é o método da Condutância Incremental.

Como proposta de continuidade, recomenda-se os seguintes tópicos:

- Estudo de topologias alternativas para o acionamento do conversor Buck-Boost;
- Implementação de filtros para o ruído consequente do chaveamento do conversor;
- Projeto de dissipadores e sistema de refrigeração para a obtenção de medidas com a potência de projeto.

REFERÊNCIAS

- ARRABAÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. **Conversores de Energia Elétrica CC/CC para aplicações em Eletrônica de Potência: conceitos, metodologia de análise e simulação**. 1^a. ed. São Paulo: Editora Érica, 2014. 224 p.
- BANU, I. V.; BENIUGA, R.; ISTRATE, M. Comparative analysis of the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods. **2013 - 8th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, ATEE 2013**, n. 1, p. 23–26, 2013.
- BARBI, I. **Projeto de fontes chaveadas**. 1. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2001.
- BHATNAGAR, P.; NEMA, R. K. Maximum power point tracking control techniques : State-of-the-art in photovoltaic applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 23, p. 224–241, 2013.
- BRITO, M. A. G. et al. Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos. **Industry Applications (INDUSCON)**, 2010.
- CHAFLE, S. R.; VAIDYA, U. B. Incremental Conductance MPPT Technique FOR PV System. **International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering**, v. 2, n. 6, p. 2719–2727, 2013.
- COELHO, D. C. Proposta de Conversor para Rastreamento de Máxima Potência de Operação de Pequenos Sistemas de Geração de Energia Elétrica. 2009.
- COELHO, R. F. **Estudo de Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos**. Tese (Doutorado), 2008.
- COELHO, R. F.; CONGER, F. M.; MARTINS, D. C. A MPPT Approach Based on Temperature Measurements Applied in PV Systems. **International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, 2010.
- COLLARES, F. S. Comparação Quantitativa de Métodos de Paralelismo de Módulos Fotovoltaicos com a Rede Elétrica para Geração Distribuída Através do Controle de Conversores de Potência. **Journal of Chemical Information and Modeling**, v. 53, n. 9, p. 1689–1699, 2013. ISSN 1098-6596.
- DOLARA, A.; FARANDA, R.; LEVA, S. Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems. **Journal of Electromagnetic Analysis and Applications**, v. 01, n. 03, p. 152–162, 2009. ISSN 1942-0730. Disponível em: <<http://www.scirp.org/journal/doi.aspx?DOI=10.4236/jemaa.2009.13024>>.
- EPCOS. **TDK Electronics-Aluminum Electrolytic Capacitors: General Technical Information. Technical report**. [S.l.: s.n.], 2016. ISBN 9789401180924.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2a. ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001. 250 p. ISSN 1098-6596. ISBN 9781466580077.

FUENTES, M. et al. Design of an accurate, low-cost autonomous data logger for PV system monitoring using Arduino that complies with IEC standards. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, Elsevier, v. 130, p. 529–543, 2014. ISSN 09270248. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.solmat.2014.08.008>>.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência - análise e projeto de circuitos**. 8ª. ed. Porto Alegre: Editora Bookman, 2011. ISBN 9780073380674.

HOHM, D. P.; ROPP, M. E. Comparative study of maximum power point tracking algorithms. **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, v. 11, n. 1, p. 47–62, 2003. ISSN 10627995.

HOUSSAMO, I.; LOCMET, F.; SECHILARIU, M. Experimental Analysis of Impact of MPPT Methods on Energy Efficiency for Photovoltaic Power Systems. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 46, p. 98–107, 2013.

INTERNATIONAL. **Rectifier: IR2104 Half-Bridge Driver**. [S.l.: s.n.], 2004.

ISE. Photovoltaics Report. **Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems**, n. August, 2018.

KYOCERA. **Instalation Manual for the KD135 SX-UPU, KD140SX-UPU of solar photovoltaic power modules**. 2016.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 4ª. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2011.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3ª. ed. New York: Wiley, 2003.

SILVA, E. A. et al. Parameter Estimation Method to Improve the Accuracy of Photovoltaic Electrical Model. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 6, n. 1, p. 278–285, 2015.

STANKIEWICZ, A. L. **Estudo Comparativo de Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Geração de Energia Solar Fotovoltaica**. 192 p. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) — FURB, Blumenau, 2013.

STANKIEWICZ, A. L. et al. **Estudo Comparativo de Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Geração de Energia Solar Fotovoltaica**. Dissertação (Mestrado) — Centro de Ciências Tecnológicas, Fundação Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, 2013.

VILLALVA, M. G. **Energia Solar Fotovoltaica Conceitos e Aplicações**. 1ª edição. ed. São Paulo: Editora Érica, 2014.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009.

YU, G. J. et al. A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms. **Solar Energy**, v. 76, n. 4, p. 455–463, 2004.

APÊNDICE A – Programação em C - Método MPPT Perturba e Observa

```

static double Ipv, Vpv, Ppv;
static double Ppv_ant = 0;
static double duty = 0.41;
static double duty_ant = 0;
static double step = 0.002;
static double contador;
double clock;
Ipv = in[0];
Vpv = in[1];
clock=0.0002*contador;
if (t>clock)
{
    contador++;
    Ppv=Ipv*Vpv;
    if (((Ppv-Ppv_ant)/(duty-duty_ant))>0)
    {
        duty_ant=duty;
        duty=duty+step;
    }
    else
    {
        duty_ant=duty;
        duty=duty-step;
    }
    Ppv_ant=Ppv;
    if(duty>0.6)
    {
        duty=0.6;
    }
    if(duty<0.33)
    {
        duty=0.33;
    }
}
out[0]=duty;

```

APÊNDICE B – Programação em C - Método MPPT Condutância Incremental

```

static double V, I, duty = 0.4;
static double V_anterior, I_anterior;
static double delta_V, delta_I, step;
static double contador, clock = 0;
clock=0.00025*contador;
if(t > clock)
{
V=in[0];
I=in[1];
delta_V = V - V_anterior;
delta_I = I - I_anterior;
step = 0.001;
contador++;
    if (delta_V == 0)
    {
        if (delta_I == 0)
        {
            V_anterior = V;
            I_anterior = I;
        }
        if (delta_I != 0)
        {
            if (delta_I > 0)
            {
                duty = duty - step;
            }
            else
            {
                duty = duty + step;
            }
        }
    }
    if (delta_V != 0)
    {
        if ((delta_I/delta_V) == - I/V)
        {
            V_anterior = V;
            I_anterior = I;
        }
        if ((delta_I/delta_V) != - I/V)
        {
            if ((delta_I/delta_V) > - I/V)
            {
                duty = duty - step;
            }
            else
            {
                duty = duty + step;
            }
        }
    }
}

```

```
    } } }  
  
    V_anterior = V;  
    I_anterior = I;  
    if (duty < 0.33)  
    {  
        duty = 0.33;  
    }  
    if (duty > 0.6)  
    {  
        duty = 0.6;  
    }  
    out[0]=duty;  
}
```

APÊNDICE C – Programação em C - Método MPPT Temperatura

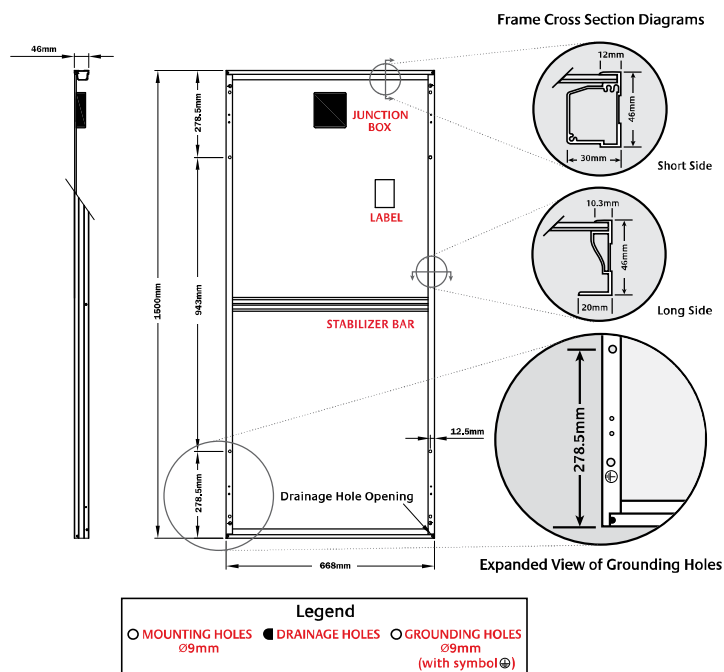
```

static double T, Vpv;
static double Vmpp=0;
static double duty = 0.41;
static double step = 0.008;
static double contador;
double clock;
Vpv = in[0];
T = in[1];
clock=0.000333*contador;
    if (t>clock)
    {
        contador++;
        Vmpp=17.7-0.0922*(T-25);
    if (Vpv>Vmpp)
        {
            duty=duty+step;
        }
    else
        {
            duty=duty-step;
        }
    if(duty>0.6)
        {
            duty=0.6;
        }
    if(duty<0.33)
        {
            duty=0.33;
        }
    }}
    out[0]=duty;

```

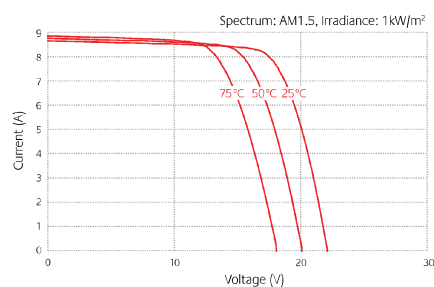
ANEXO A – Datasheet módulo fotovoltaico KD140SX (KYOCERA, 2016)

SPECIFICATIONS

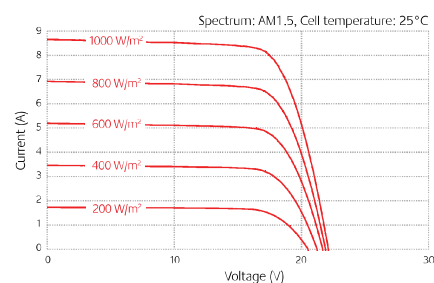


ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Current-Voltage characteristics at various cell temperatures



Current-Voltage characteristics at various irradiance levels



ELECTRICAL PERFORMANCE

At 1000 W/m² (STC)*		
Maximum Power	140	W
Maximum Power Voltage (V_{mp})	17.7	V
Maximum Power Current (I_{mp})	7.91	A
Open Circuit Voltage (V_{oc})	22.1	V
Short Circuit Current (I_{sc})	8.68	A
Efficiency	13.9	%
At 800 W/m² (NOCT)**		
Maximum Power	101	W
Maximum Power Voltage (V_{mp})	16.0	V
Maximum Power Current (I_{mp})	6.33	A
Open Circuit Voltage (V_{oc})	20.2	V
Short Circuit Current (I_{sc})	7.03	A
NOCT	45	°C
Other Electrical Characteristics		
Power Tolerance	+5/-5	%
Maximum System Voltage	750	V
Maximum Reverse Current	15	A
Series Fuse Rating	15	A
Temperature Coefficient of (V_{oc})	-0.36	%/C
Temperature Coefficient of (I_{sc})	0.06	%/C
Temperature Coefficient of Max. Power	-0.46	%/C

MODULE CHARACTERISTICS

Dimensions		
Length	1500 (±2.5)	mm
Width	668 (±2.5)	mm
Depth (Including Junction Box)	46	mm
Weight	12.9	kg
Connection Type	Screw Terminals	
Junction Box	140 x 150 x 37.2	mm
Number of Bypass Diodes	2	
IP Code	IP65	
Cells		
Cell Per Module	36	
Cell Technology	multi-crystalline	
Cell Dimensions (Square)	156 x 156	mm
Cell Bonding	3 busbar	

* Electrical values under standard test conditions (STC) = irradiation of 1000 W/M², airmass AM 1.5, and cell temperature of 25°C.

** Electrical values under normal operating test conditions (NOCT) = irradiation of 800 W/M², airmass AM 1.5, wind speed of 1m/s, and ambient temperature of 20°C.

KYOCERA reserves the right to modify these specifications without notice.