

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**



GIULLIO MAZZOCCO MACHADO SILVA

ECOPOSTO DE RECARGA DE CELULAR

VITÓRIA – ES
DEZEMBRO/2017

GIULLIO MAZZOCCO MACHADO SILVA

ECOPOSTO DE RECARGA DE CELULAR

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno Giulio Mazzocco Machado Silva, apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito para conclusão do curso.

Aprovada em 29 de dezembro de 2017

Prof. Dr. Domingos S. L. Simonetti
Orientador

Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira
UFES – Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
UFES – Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

VITÓRIA – ES
DEZEMBRO/2017

RESUMO

Neste projeto faz-se a análise e implementação de uma estrutura que carregue um dispositivo eletrônico (celular) a partir do uso da energia solar. Esse sistema é composto por um painel fotovoltaico, conversor de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC), micro controlador, bateria e a porta *Universal Serial Bus* (USB) onde se conectará o aparelho celular para carregá-lo. Será apresentado o comportamento das curvas características de um painel, sendo essas de potência por tensão e corrente por tensão, em função da temperatura local e irradiância solar. Esses dois parâmetros influenciam diretamente na saída de potência de um sistema fotovoltaico. Para carregar a bateria, que fornecerá energia à carga, será utilizado um conversor *Buck* (abaixador de tensão) CC-CC, controlado por um micro controlador. Além disso, o micro controlador é responsável por realizar o controle de carga, indicando o estado da bateria e se o sistema deve manter o carregamento desta ou não. Para maior aproveitamento da energia gerada pelo painel, foi implementado um algoritmo Rastreador de Ponto de Máxima Potência (MPPT), em que foi utilizado o método Perturba e Observa (P&O). Resultados de simulação e experimentais completam o trabalho.

Palavras-chave: Painel solar fotovoltaico. Conversor *Buck*. Microcontrolador. Curva de potência. Controlador de carga. MPPT. Perturba e Observa.

ABSTRACT

In this project, it is analyzed and built a structure that will recharge an electronic device, such as a smartphone, with solar energy. This system is composed by a solar panel, a direct current to direct current converter (DC-DC), a micro controller, a battery and the USB port in which the smartphone can be connected to be charged. It will be shown the solar panel curve characteristics, such as the influence of the irradiance and temperature on the curves of power per voltage and current per voltage. These two parameters are very important to know and measure the output power of the solar panel. To recharge the battery that will charge the cellphone, it was used a DC-DC Buck (step-down) converter, controlled by a micro controller. Besides that, the micro controller is responsible for controlling the charge, indicating and acting when the battery is full charged, or below its minimum safe voltage. To drain the most of the energy that can be produced by a solar panel, a Maximum Power Point Tracker algorithm (MPPT) was used, with the method of Perturb and Observe (P&O). Simulation and experimental results are also presented, completing the work.

Keywords: Photovoltaic solar panel. Buck converter. Micro controller. Power curve. Charge controller. MPPT. Perturb and Observe.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura básica do projeto.....	13
Figura 2 – Circuito de um conversor abaixador <i>Buck</i>	20
Figura 3 – 1ª etapa de funcionamento.....	21
Figura 4 – 2ª etapa de funcionamento.....	21
Figura 5 – Painel solar da Komaes Solar.....	25
Figura 6 – Circuito Conversor Buck com painel solar e bateria.....	26
Figura 7 – Circuito auxiliar do IR 2104.	33
Figura 8 – Divisor de tensão.....	34
Figura 9 – Módulo ACS712.	35
Figura 10 – Circuito regulador de tensão e saída USB.....	36
Figura 11 – Dispositivo e cabo USB.	37
Figura 12 – Arduino Nano.....	37
Figura 13 – Circuito implementado.....	38
Figura 14 – Circuito com controle MPPT.	40
Figura 15 – Painel solar Simulink.	41
Figura 16 – Parâmetros do painel solar.	41
Figura 17 – Controle MPPT e bloco PWM.	43
Figura 18 – Parâmetros do bloco MPPT.....	44
Figura 19 – Dentro do bloco MPPT.	44
Figura 20 – Parâmetros da bateria.	45
Figura 21 – Circuito montado.....	49
Figura 22 – PWM 20 kHz com razão cíclica de 50%.....	50
Figura 23 – PWM 20 kHz com razão cíclica de 75%.....	51
Figura 24 – PWM 20 kHz com razão cíclica de 25%.....	51
Figura 25 – Configuração de porta serial do Putty.....	52
Figura 26 – Como salvar informações no Putty.	53
Figura 27 – Diagrama de fluxo do programa.....	54

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Característica do painel solar utilizado.....	25
Quadro 2 – Dados de projeto do conversor.	26
Quadro 3 – Valores para dimensionar o indutor.....	29

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Curvas características de um painel fotovoltaico	16
Gráfico 2 – Variação de I_{sc} em função da radiação solar	16
Gráfico 3 – Variação de V_{oc} em função da temperatura.....	17
Gráfico 4 – Variação do MPP em função da radiação solar a uma temperatura constante. ...	17
Gráfico 5 – Variação do MPP em função da temperatura a uma irradiância constante.	18
Gráfico 6 – Associação de painéis em série	18
Gráfico 7 – Associação de painéis em paralelo	19
Gráfico 8 – Razão cíclica do controle por PWM.....	20
Gráfico 9 – Variação no ciclo de vida de uma bateria de acordo com a profundidade da descarga	23
Gráfico 10 – Variação da vida útil de uma bateria de acordo com a temperatura de operação.....	23
Gráfico 11 – Comportamento da curva de Corrente x Tensão do painel solar.....	42
Gráfico 12 – Comportamento da curva de Potência x Tensão do painel solar.....	42
Gráfico 13 – Comportamento da curva de Corrente x Tensão do painel solar com diferentes temperaturas.....	42
Gráfico 14 – Comportamento da curva de Potência x Tensão do painel solar com diferentes temperaturas.....	43
Gráfico 15 – Potência do painel e potência de saída do circuito.	46
Gráfico 16 – Tensão do painel e tensão de saída.....	47
Gráfico 17 – Tensão de saída.	47
Gráfico 18 – Corrente do painel e corrente de saída.	48
Gráfico 19 – Tensão de entrada e saída do circuito.....	55
Gráfico 20 – Corrente de entrada e saída do circuito.	56
Gráfico 21 – Potência de entrada e saída do circuito.....	56
Gráfico 22 – Tensão de entrada e saída do circuito para sombreamento constante em um trecho.	57
Gráfico 23 – Corrente de entrada e saída do circuito para sombreamento constante em um trecho.	57
Gráfico 24 – Corrente de entrada e saída do circuito para sombreamento constante em um trecho.	57
Gráfico 25 – Tensão de entrada e saída do circuito para controle por potência.....	58

Gráfico 26– Corrente de entrada e saída do circuito para controle por potência.	59
Gráfico 27 – Potência de entrada e saída do circuito para controle por potência.....	59

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
LEPAC	Laboratório de Eletrônica Potência e Acionamento Elétrico
MPP	Ponto de Máxima Potência
MPPT	Rastreador de Ponto de Máxima Potência
P&O	Perturba e Observa
PWM	Modulação por Largura de Pulso
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
USB	Universal Serial Bus
CI	Circuito Integrado

LISTA DE SÍMBOLOS

I_{sc}	Corrente de curto circuito (A)
V_{oc}	Tensão de circuito aberto (V)
I_{mp}	Corrente de máxima potência (A)
V_{mp}	Tensão de máxima potência (V)
D	Razão Cíclica
t_{on}	Tempo com interruptor ligado (s)
t_{off}	Tempo com interruptor desligado (s)
V_{bat}	Tensão bateria (V)
f	Frequência de chaveamento (Hz)
R_L	Resistência de carga (Ω)
R	Resistência (Ω)
L	Indutância (H)
C	Capacitância (F)
V_{out}	Tensão saída (V)
V_{in}	Tensão entrada (V)
I_c	Corrente de carga (A)
I_{med}	Corrente média (A)
I_{ef}	Corrente eficaz (A)
$I_{medmosfet}$	Corrente média mosfet (A)
$I_{efmosfet}$	Corrente eficaz mosfet (A)
I_{Dmed}	Corrente média diodo (A)
I_{Def}	Corrente eficaz diodo (A)
A_c	Área janela
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo
I_{pk}	Corrente de pico (A)
k	Fator de enrolamento
N	Número de espiras
g	Entreferro
ΔV	Variação de tensão
ΔV_c	Variação de tensão no capacitor
ΔI_L	Variação de corrente no indutor
B_{max}	Campo magnético máximo

J_{\max}	Densidade de corrente máxima
μ_0	Constante de permeabilidade magnética no vácuo
S_{fio}	Seção do fio
S_{kin}	Seção do fio escolhido
$N_{\text{condutores}}$	Número de condutores
T_s	Período de comutação
G	Irradiância
T	Temperatura

SUMÁRIO

1 APRESENTAÇÃO E OBJETO DE DESENVOLVIMENTO	13
2 JUSTIFICATIVA	14
3 OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS	15
4 EMBASAMENTO TEÓRICO	16
4.1 Módulos fotovoltaicos	16
4.2 Conversor <i>Buck</i>	19
4.3 Etapas de operação	20
4.4 Análise das grandezas envolvidas	21
4.5 Baterias	22
4.6 Controlador de carga	24
4.7 MPPT.....	24
5 METODOLOGIA E ETAPAS DE DESENVOLVIMENTO	25
5.1 Painel solar	25
5.2 Dados do projeto.....	25
5.3 Projeto do circuito	26
5.3.1 Indutor	26
5.3.2 Capacitores	27
5.3.3 Chave Semicondutora.....	28
5.3.4 Diodo.....	28
5.4 Projeto do Indutor.....	29
5.5 Acionamento da Chave Semicondutora	32
5.6 Amostra de tensão do circuito	33
5.7 Amostra da corrente do circuito	35
5.8 Regulador de tensão e saída USB.....	36
5.9 O microcontrolador utilizado	37
5.10 Componentes utilizados.....	37
5.11 Circuito Implementado.....	38
6. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO	40
6.1 O circuito	40
6.2 Painel Solar.....	40
6.3 PWM e controle MPPT	43
6.4 Bateria.....	45

6.5 Resultados.....	45
7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	49
7.1 Circuito	49
7.2 PWM.....	50
7.3 Obtenção das variáveis do conversor	51
7.4 Algoritmo implementado.....	53
7.5 Resultados experimentais	55
8 CONCLUSÃO	60
9 REFERÊNCIAS	61
APÊNDICE A	63
APÊNDICE B.....	66
APÊNDICE C	71
APÊNDICE D	73
ANEXO A.....	76
ANEXO B	77

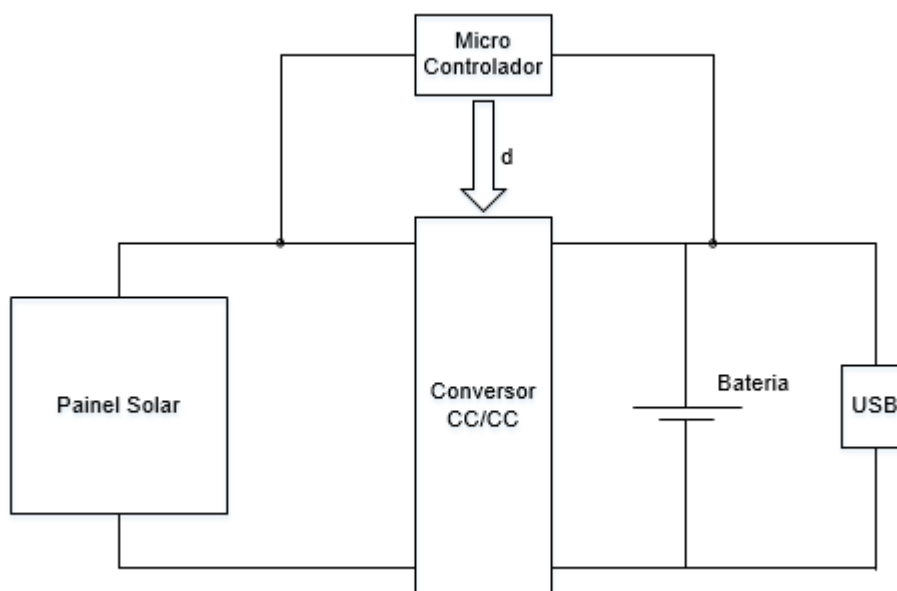
1 APRESENTAÇÃO E OBJETO DE DESENVOLVIMENTO

A maior parte das fontes de energia provocam impactos ambientais. As Usinas Hidrelétricas, predominantes no Brasil, inundam grandes áreas e fazem com que povos nativos sejam retirados de suas regiões e ainda destroem a vegetação. Já as usinas termelétricas possuem grande emissão de gás carbônico ou podem ter consequências como vazamentos químicos e acidentes.

Com a escassez de água e preocupações com o meio ambiente, o uso de painéis fotovoltaicos mostra-se cada vez mais importante. Essa é uma alternativa limpa para as fontes previamente citadas, já que depende da irradiação solar e da temperatura local, sendo assim renovável. Além disso, essa fonte pode ser implementada em locais isolados e atender a um público socialmente desfavorecido, com baixo custo.

Visando destacar a importância da utilização dessa nova fonte, deseja-se implementar um carregador de celular que utiliza energia proveniente do sol, por meio de um conversor CC-CC, controlado por um microcontrolador. Foi implementado o circuito da Figura 1

Figura 1 – Estrutura básica do projeto



Fonte: Produção do próprio autor.

2 JUSTIFICATIVA

Estudos mostram que, a cada ano, a parcela de participação de fontes fotovoltaicas na matriz energética brasileira cresce de maneira acentuada (DOMAREDZKY, 2016; MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2014). Painéis solares são largamente utilizados em residências e empresas, visando suprir a demanda interna ou até a venda dessa energia para obter créditos com a concessionária de distribuição de energia elétrica.

Por outro lado, a expansão da telefonia móvel, com a proliferação de aparelhos tipo *smartphone*, tem tornado cada vez mais comum a visualização de cidadãos plugados em alguma tomada disponível para recarga da bateria.

Com o desenvolvimento desse projeto, deseja-se atender a esse mercado em potencial e aprender sobre as aplicações, funcionamento e controle de um sistema de energia solar. Além disso, pretende-se expandir a aplicação de um trabalho previamente desenvolvido no LEPAC sobre o carregamento de baterias a partir de um painel solar (NASCIMENTO, 2006). Como esse assunto está em evidência, esse projeto poderá influenciar novos trabalhos que utilizem aplicações mais específicas.

3 OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS

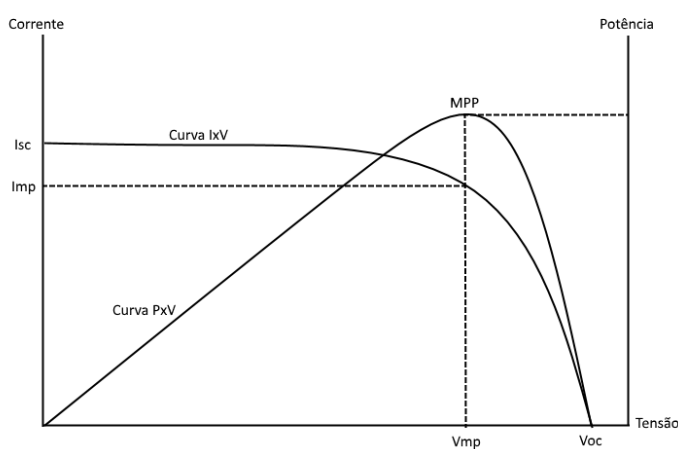
Implementar uma estrutura que torne possível carregar um celular por meio de energia proveniente de um painel solar. Para isso, será analisado o comportamento dos painéis em função da irradiância e temperatura e será projetado e implementado um conversor abaixador do tipo *Buck*, responsável por carregar uma bateria de 12 V. Um Arduino, que é o microcontrolador do sistema, deverá controlar o processo e implementar o MPPT P&O. Um módulo comercial fará a conexão da bateria com a saída USB.

4 EMBASAMENTO TEÓRICO

4.1 Módulos fotovoltaicos

Os painéis fotovoltaicos possuem três características importantes que afetam seu desempenho, (MENEGÁZ, 2017), que são a corrente de curto-circuito, I_{sc} , a tensão de circuito aberto, V_{oc} e o ponto de máxima potência, MPP. Essas características podem ser vistas no Gráfico 1.

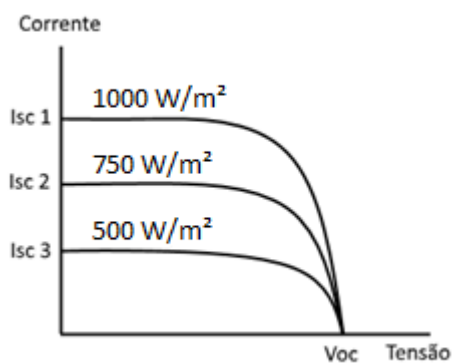
Gráfico 1 – Curvas características de um painel fotovoltaico



Fonte: Produção do próprio autor.

A temperatura e a radiação solar afetam diretamente os parâmetros do painel. Com o aumento da radiação solar, a corrente também aumenta, sendo que a tensão permanece em um valor aproximadamente constante, como pode ser visto no Gráfico 2, para uma mesma temperatura.

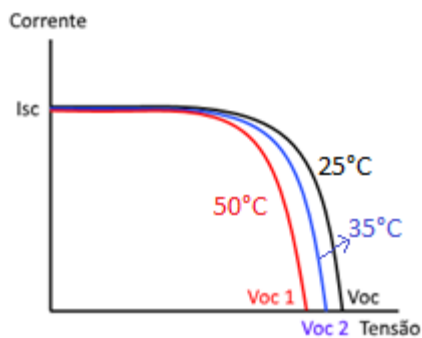
Gráfico 2 – Variação de I_{sc} em função da radiação solar



Fonte: Produção do próprio autor.

Se a temperatura aumenta, a tensão tende a diminuir e a corrente permanece em valores aproximadamente constantes, como pode ser visto no Gráfico 3, para uma mesma irradiância.

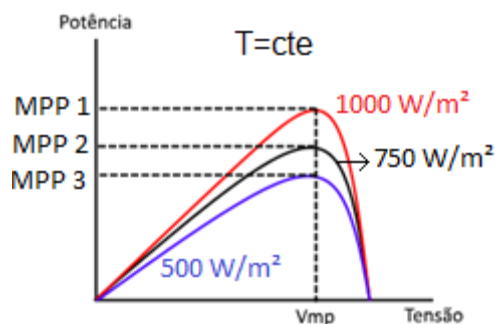
Gráfico 3 – Variação de Voc em função da temperatura



Fonte: Produção do próprio autor.

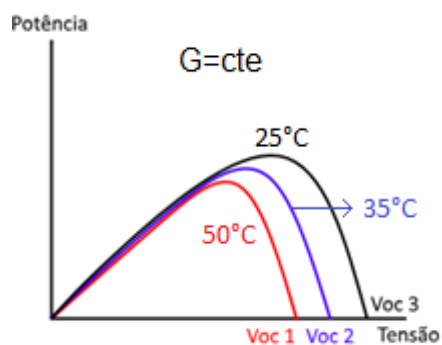
Para cada combinação dos parâmetros de temperatura e irradiância do painel, o MPP irá alterar. Logo, o comportamento da curva de potência do painel em função dos parâmetros pode ser visto no Gráfico 4, onde um aumento na radiação solar provoca o aumento da MPP, e no Gráfico 5, onde o aumento da temperatura faz reduzir o Voc.

Gráfico 4 – Variação do MPP em função da radiação solar a uma temperatura constante.



Fonte: Produção do próprio autor.

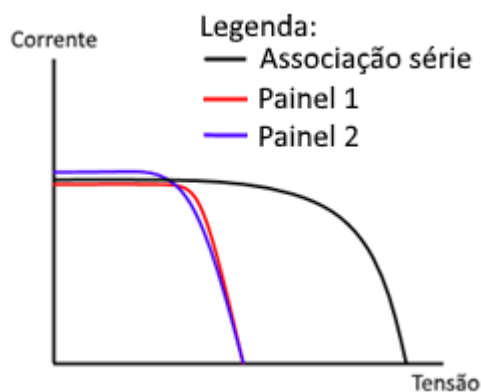
Gráfico 5 – Variação do MPP em função da temperatura a uma irradiância constante.



Fonte: Produção do próprio autor.

Outro fator que pode influenciar o comportamento dos painéis é a associação dos módulos em série e paralelo, sendo cada caso utilizado em uma aplicação específica. A associação em série faz com que a tensão da saída seja a soma da tensão dos painéis, como pode ser visto no Gráfico 6.

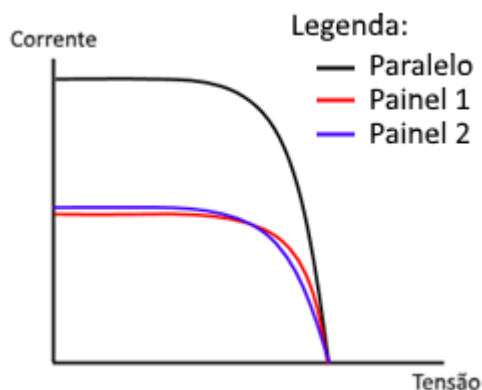
Gráfico 6 – Associação de painéis em série



Fonte: Produção do próprio autor.

Já a associação em paralelo faz com que as correntes dos painéis se somem, mantendo os valores de tensão, como pode ser visto no Gráfico 7.

Gráfico 7 – Associação de painéis em paralelo



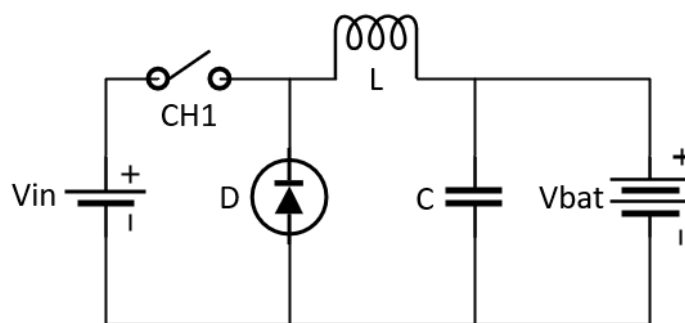
Fonte: Produção do próprio autor.

Também é possível ter conjuntos de painéis série e paralelo, ou seja, diversos conjuntos de associações. As variantes seguirão a mesma lógica do Gráfico 6 e Gráfico 7.

Além disso, cada painel possui um diodo em série e outro em paralelo. O diodo em série impede que correntes entrem no painel. Já o diodo em paralelo, conhecido com diodo de *bypass*, permite que passe corrente no circuito, fechando uma malha, em casos onde há sombreamento em um dos módulos. Com o módulo sombreado, o diodo ficará diretamente polarizado e, assim, permitirá passar corrente por ele e o painel não irá contribuir com o sistema. Se o painel não estiver sombreado, o diodo estará reversamente polarizado, e não passará corrente pelo diodo, (HECKTHEUER; KRENZINGER).

4.2 Conversor *Buck*

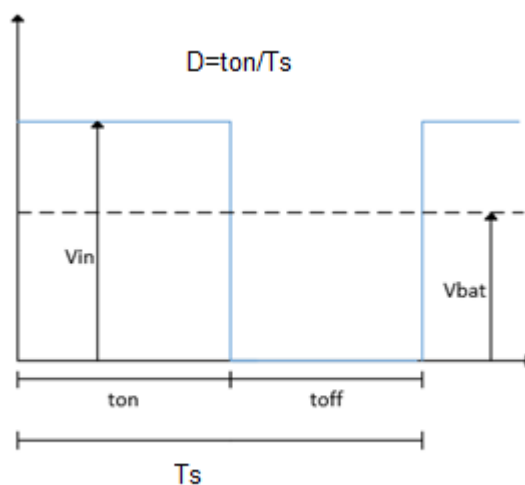
O *Buck* é um conversor CC-CC abaixador de tensão (VIEIRA, 2016), que utiliza uma chave semicondutora com capacidade de bloqueio e um diodo, como pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 – Circuito de um conversor abaixador *Buck*

Fonte: Produção do próprio autor.

Geralmente seu controle é feito pelo método PWM, o qual utiliza-se a largura de pulso da onda para controlar o tempo de condução da chave semicondutora. O conversor opera com uma razão cíclica, que nada mais é do que a relação do tempo que a chave está fechada dividido pelo período de comutação, T_s , como pode ser visto no Gráfico 8. Dessa forma, de acordo com a razão cíclica imposta ao conversor em dado momento, pode-se controlar sua tensão de saída.

Gráfico 8 – Razão cíclica do controle por PWM



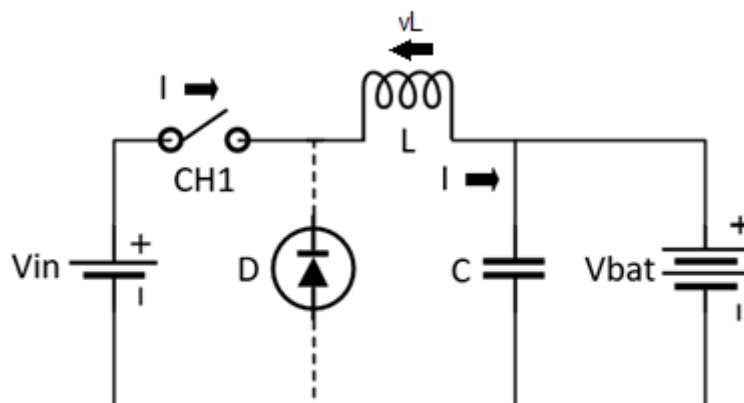
Fonte: Produção do próprio autor.

4.3 Etapas de operação

O circuito tem duas etapas de operação, considerando condução contínua de corrente (BARBI, 1988). A primeira etapa pode ser vista na Figura 3, na qual a chave semicondutora, representado pela chave 1 (CH1), encontra-se saturado e o diodo D bloqueado. Assim, a corrente que passa pelo indutor aumenta gradativamente, pois sobre ele é aplicada a tensão de entrada menos a

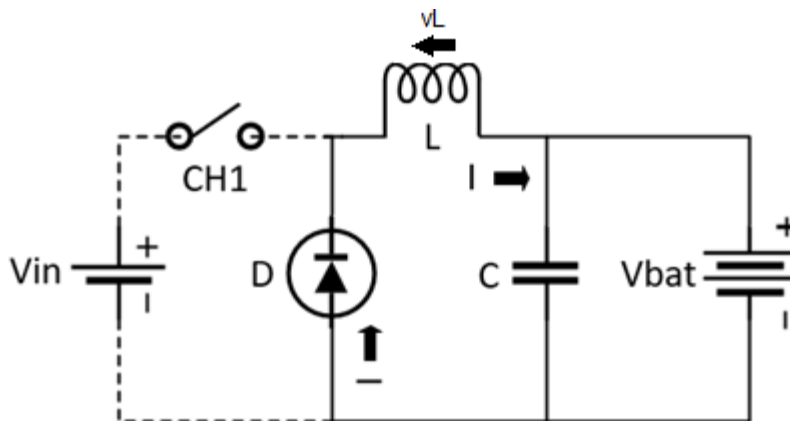
tensão da bateria. Já na Figura 4 a chave semicondutora encontra-se bloqueada e o diodo conduz a corrente, que é decrescente, já que o indutor fica submetido a uma tensão igual ao negativo da tensão da bateria.

Figura 3 – 1ª etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 4 – 2ª etapa de funcionamento.



Fonte: Produção do próprio autor.

4.4 Análise das grandezas envolvidas

Como mencionado, a tensão média na carga é dada pela relação do tempo que a chave fica fechada (t_{on}) e o tempo de comutação (T_s), como descrito na equação (1). Essa relação dos tempos é conhecida como razão cíclica, equação (2).

$$V_{bat} = \left(\frac{t_{on}}{T_s}\right) * V_{in} \quad (1)$$

$$D = \left(\frac{t_{on}}{T_s}\right) \quad (2)$$

Para calcular a indutância, utiliza-se a equação (3) (BARBI, 1988; VIEIRA, 2016). O valor de ondulação de corrente é definido para o projeto.

$$L = \frac{V_{in}}{4 * f * \Delta iL} \quad (3)$$

A corrente de pico no indutor é dada pela equação (4), sendo R_L a carga que é alimentada. As correntes de pico na chave e no diodo são iguais a corrente de pico do indutor.

$$I_p = \frac{V_{out}}{R_L} + \frac{\Delta iL}{2} \quad (4)$$

Para calcular a capacitância, utiliza-se a equação (5). A ondulação de tensão recomendada na saída é de 1%. No projeto, o capacitor mostra-se necessário para absorver as componentes de alta frequência da corrente, já que a carga é uma fonte de tensão, ou seja, uma bateria.

$$C = \frac{\Delta iL}{2\pi * f * \Delta V_c} \quad (5)$$

4.5 Baterias

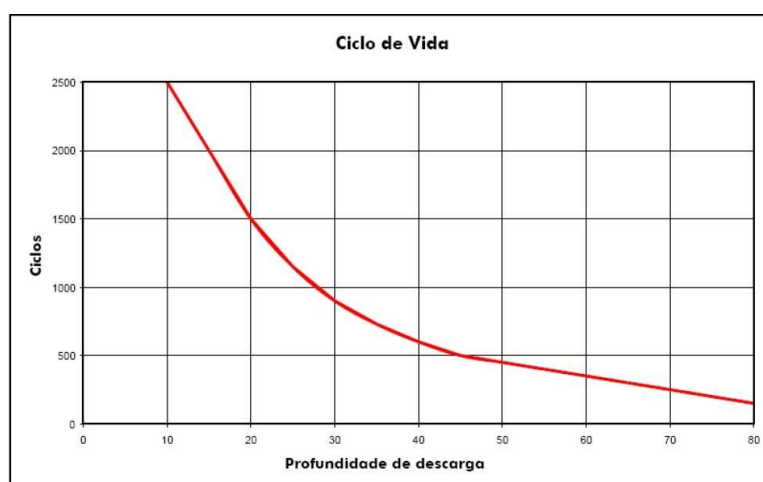
O banco de baterias é usado para um fornecimento constante de energia à carga. Se o consumo for baixo, a energia é armazenada para uso posterior, como no período da noite.

Existem diversos tipos de baterias que podem ser utilizadas (MENEGAZ, 2017). A bateria de Chumbo Ácido Estacionária com eletrólito líquido é de baixo custo e costuma ser bastante empregada em sistemas fotovoltaicos. Já a bateria com eletrólito em gel possui uma vida útil

maior, só que necessita de um controlador de cargas mais apropriado, pois têm alta sensibilidade a sobrecargas. Existem também as baterias de Níquel Cádmio e Níquel-Metal-Hidreto, com uma vida útil maior e tamanho menor. Entretanto, o seu custo é alto.

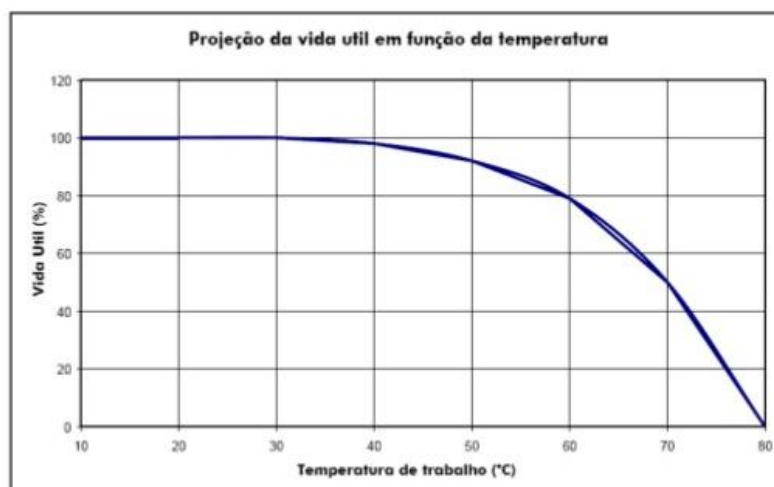
A mudança da vida útil da bateria, que é definida pelo número de ciclos de carga e descarga, pode ser vista no Gráfico 9, com a variação da profundidade da descarga que é permitida ocorrer na bateria. Além disso, a temperatura afeta a vida útil das baterias, o que pode ser visto no Gráfico 10.

Gráfico 9 – Variação no ciclo de vida de uma bateria de acordo com a profundidade da descarga



Fonte: NeoSolar.

Gráfico 10 – Variação da vida útil de uma bateria de acordo com a temperatura de operação



Fonte: Johnson Controls.

4.6 Controlador de carga

É necessário monitorar os níveis de tensão da bateria, para que o sistema não a carregue em demasia ou deixe o nível de tensão cair em demasia, podendo ser prejudiciais a sua vida útil. O controlador deve comandar chaves que desconecte a carga da bateria, quando a tensão for mínima, ou que estabeleça que a razão cíclica do conversor seja zero, desconectando então o painel da bateria, quando a tensão for máxima. Dessa forma, a vida útil da bateria poderá ser preservada.

4.7 MPPT

Para rastrear o ponto de máxima potência do painel, que varia de acordo com a radiação solar e temperatura, será utilizado o algoritmo MPPT com o método de P&O (BRITO et al., 2013; PEREIRA, 2006; LOBATO, 2015). Esse algoritmo baseia-se em uma simples alteração no ponto de operação do painel, para então observar se a potência aumenta ou diminui.

Caso a variação provocada pelo algoritmo aumente a potência fornecida pelo painel, segue-se com esse sentido de perturbação. Se, em seguida, a potência diminuir, isso significa que o ponto de máxima potência foi ultrapassado e o algoritmo cria uma perturbação no sentido contrário. Dessa maneira, os valores de tensão e corrente serão tais que o painel sempre opere em torno do ponto de máxima potência. Um ponto importante a ser observado é que o valor de incremento da razão cíclica não pode ser pequeno, para que o rastreamento do MPP não seja lento, e nem pode ser grande, para não provocar grandes variações em torno do MPP e gerar uma instabilidade no sistema.

5 METODOLOGIA E ETAPAS DE DESENVOLVIMENTO

5.1 Painel solar

Para a realização do projeto, foi utilizado o painel solar conforme descrito no Quadro 1. Uma foto do painel pode ser vista na Figura 5.

Quadro 1 – Característica do painel solar utilizado.

Elemento ou Grandeza	Informações
Marca	Komaes Solar
Modelo	KM(P)30
Potência Máxima	30 W
Corrente de Máxima Potência	1,71 A
Tensão de Máxima Potência	17,56 V
Corrente de Curto Circuito	1,84 A
Tensão de Circuito Aberto	21,56 V
Tolerância de Potência	+/- 5 %
Classe de Aplicação	A
Peso	3,7 kg
Dimensão	520x510x28 mm
Tensão Máxima do Sistema	750 V

Fonte: Komaes Solar.

Figura 5 – Painel solar da Komaes Solar.



Fonte: Produção do próprio autor.

5.2 Dados do projeto

No Quadro 2, estão algumas informações que serão consideradas para dimensionamento do circuito do conversor.

Quadro 2 – Dados de projeto do conversor.

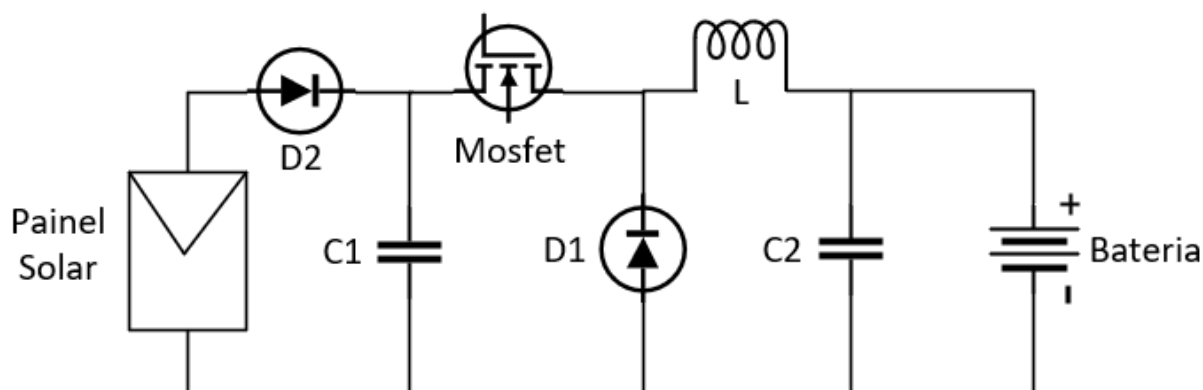
Elemento ou Grandeza	Informações
Frequência de operação	20 kHz
Ondulação de Corrente	10 %
Ondulação de Tensão	10 %
Corrente de Carga	1,8 A
Tensão de entrada	17,56 V
Tensão bateria	12 V

Fonte: Produção do próprio autor.

5.3 Projeto do circuito

Com o objetivo de simular o comportamento do circuito e determinar quais componentes utilizar, é necessário projetar e calcular os parâmetros do circuito representado pela Figura 6.

Figura 6 – Circuito Conversor Buck com painel solar e bateria.



Fonte: Produção do próprio autor.

5.3.1 Indutor

Assumindo que a frequência de operação da chave Mosfet será de 20 kHz, a tensão de entrada é 17,56 V e a variação de corrente no indutor é de 10%, determina-se a indutância do circuito utilizando a equação (3).

$$L = \frac{17,56}{4 * 20000 * 0,01 * 1,8}$$

$$L = 1,21mH$$

5.3.2 Capacitores

O capacitor C1 é responsável por estabilizar a corrente de entrada do conversor Buck, auxiliando a operação do painel. Para calcular o seu valor, utiliza-se a equação (6). A corrente utilizada para dimensionar o capacitor é referente a corrente de carga máxima, 1,8 A.

$$C1 = \frac{Ic * D}{f * \Delta v} \quad (6)$$

A razão cíclica do conversor pode ser obtida pela equação (7).

$$D = \frac{Vout}{Vin} \quad (7)$$

Para este caso, deve-se considerar o ponto de operação de máxima potência do painel, ou seja, a tensão de entrada é 17,56 V e a tensão de saída é 12 V. Substituindo esses valores na equação (7), resulta em:

$$D = \frac{12}{17,56}$$

$$D = 0,6834$$

Pode-se considerar que a corrente que passa pelo capacitor C1 é metade da corrente que irá passar pela chave (BARBI, 1988), ou seja, 0,9 A. Considerando que a ondulação de tensão no capacitor seja de 10%, substituindo os valores na equação (6), resulta em:

$$C1 = \frac{0,9 * 0,6834}{20000 * 0,01 * 17,56}$$

$$C1 = 17,51 \mu F$$

O capacitor C2 atua como um filtro para apenas circular na bateria a parte constante da corrente. Para obter seu valor, substitui-se os valores na equação (7), resultando em:

$$C2 = \frac{0,01 * 1,8}{2\pi * 20000 * 0,01 * 12}$$

$$C2 = 1,194 \mu F$$

5.3.3 Chave Semicondutora

Deve-se determinar a corrente eficaz e a tensão máxima sobre a chave semicondutora, para observar se irá suportar as condições do circuito. A máxima tensão sobre o Mosfet será a de circuito aberto, que vale:

$$V_{oc} = 21,56V$$

As equações (8) e (9) em função da razão cíclica do conversor (NASCIMENTO, 2006) servem para dimensionar o Mosfet.

$$I_{medMosfet}(D) = I_c * D \quad (8)$$

$$I_{efmosfet}(D) = I_c * \sqrt{D} \quad (9)$$

Considerando que, para o pior caso em relação ao valor corrente, a razão cíclica do conversor será de 0,9, e a corrente I_c é 1,8 A, como mencionando anteriormente, ter-se-á:

$$I_{medMosfet}(D) = 1,62 A$$

$$I_{efMosfet}(D) = 1,707 A$$

5.3.4 Diodo

As equações (10) e (11) são dadas em função da razão cíclica do conversor para obter os valores de corrente eficaz e tensão máxima no diodo D1.

$$I_{Dmed}(D) = I_c * (1 - D) \quad (10)$$

$$I_{Def}(D) = I_c * \sqrt{1 - D} \quad (11)$$

Para o pior caso, a razão cíclica do conversor será de 0,6834, referente ao ponto de máxima potência do painel. Logo, temos:

$$ID_{med}(D) = 0,5698A$$

$$ID_{ef}(D) = 1,0128A$$

O Diodo D2, da, deverá suportar as mesmas especificações da chave, calculada previamente, já que este está em série com o Mosfet.

5.4 Projeto do Indutor

Sabendo qual o valor de indutância é necessário para o circuito, deve-se dimensionar o indutor a partir da equação (12) (BARBI, 1988; BARBI et al., 2002; PETRY, 2012). No Quadro 3 caracteriza-se cada elemento da equação (12).

$$A_e * A_c = \frac{L * I_{pk} * I_{ef}}{k * B_{max} * J_{max}} \quad (12)$$

Quadro 3 – Valores para dimensionar o indutor

Elemento ou Grandeza	Informações
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo
A_c	Área da janela
L	Indutância
I_{pk}	Valor de pico da corrente
I_{ef}	Corrente eficaz
k (fator de enrolamento)	0,7
B_{max}	0,3 Teslas
J_{max}	450 A/cm ²

Fonte: Produção do próprio autor.

Como a ondulação de corrente é pequena, pode-se considerar:

$$I_{pk} = I_{ef}$$

Sendo que, para calcular a I_{pk} , utiliza-se a equação (13).

$$Ipk = Ic \arg a + \frac{\Delta I}{2} \quad (13)$$

Substituindo os valores, resulta em:

$$Ipk = 1,8 + \frac{(1,8 * 0,1)}{2}$$

$$Ipk = 1,89$$

Logo, substituindo os valores na equação (12), para obter a resposta em cm^4 , resulta em:

$$Ae * Ac = \frac{1,21 * 10^{-3} * 1,89^2 * 10^{-4}}{0,7 * 0,3 * 450}$$

$$Ae * Ac = 0,46095 cm^4$$

Logo, optou-se por escolher o núcleo Thornton EE 30/7 (THORNTON, 2017). Seus parâmetros de área são:

$$Ae = 0,6 cm^4$$

$$Ac = 0,8 cm^4$$

$$Ae * Ac = 0,48 cm^4$$

Sendo esse valor de $Ae * Ac$ o mais próximo do projetado.

Na sequência, determina-se o número de espiras para o indutor, por meio da equação (14).

$$N = \frac{L * Ipk * 10^4}{B * Ae} \quad (14)$$

Substituindo os valores na equação (14), tem-se:

$$N = \frac{1,21 * 10^{-3} * 1,89 * 10^4}{450 * 0,6}$$

$$N = 128,04 \approx 129 \text{ espiras}$$

A partir do número de espiras obtido, pode-se determinar o entreferro do núcleo do indutor por meio da equação (15).

$$g = \frac{N^2 * \mu_0 * Ae * 10^{-2}}{L} \quad (15)$$

Onde,

$$\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7} \text{ H / cm}$$

Assim, substituindo os valores na equação (15), chega-se a:

$$g = \frac{129^2 * 4 * \pi * 10^{-7} * 0,6 * 10^{-2}}{1,21 * 10^{-3}}$$

$$g = 0,1029 \text{ cm}$$

Deve-se considerar também o efeito pelicular, que indica o diâmetro máximo recomendado de um condutor para uma dada frequência de operação. Isso pode ser realizado a partir da equação (16).

$$D = 2 * \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (16)$$

Sabendo que a frequência é 20000 Hz, tem-se:

$$D = 2 * \frac{7,5}{\sqrt{20000}}$$

$$D = 0,10606 \text{ cm}$$

Dessa forma, é necessário usar fios mais finos que AWG 18. Para determinar a bitola máxima para conduzir a corrente do enrolamento, utiliza-se a equação (17).

$$S_{fio} = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (17)$$

Substituindo os valores, encontra-se:

$$S_{fio} = \frac{1,89}{450}$$

$$S_{fio} = 0,0042 \text{ cm}^2$$

O número de fios a ser utilizado depende de qual tipo de fio foi escolhido. Será utilizado o AWG 20. Para calcular esse número, é utilizada a equação (18).

$$N_{condutores} = \frac{S_{fio}}{Skin} \quad (18)$$

Onde o valor de Skin foi obtido a partir do diâmetro do condutor AWG 20, escolhido para o projeto, sendo este:

$$Skin = 0,00515 \text{ cm}^2$$

Substituindo valores na equação (18), resulta em:

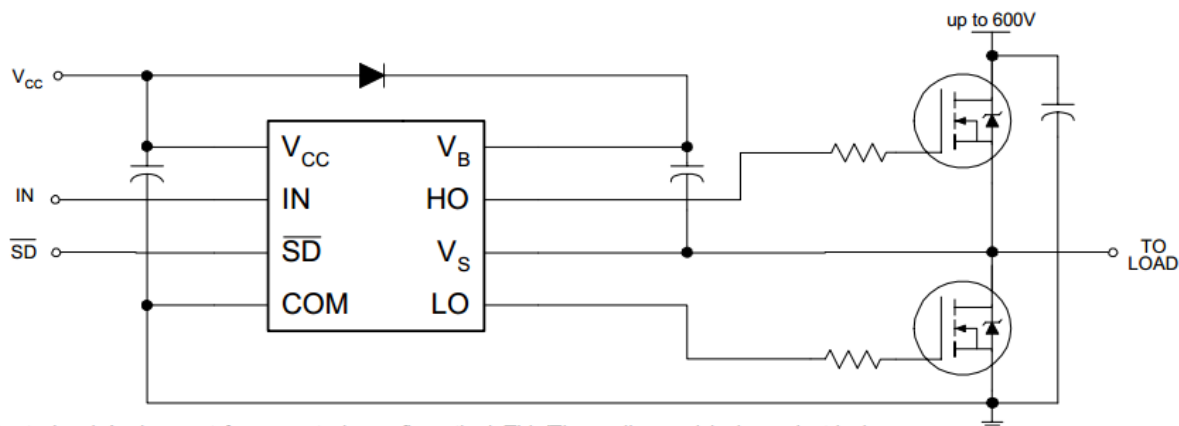
$$N_{condutores} = \frac{0,0042}{0,00515} \approx 1$$

5.5 Acionamento da Chave Semicondutora

Para ser possível chavear o Mosfet é necessário utilizar um dispositivo *gate drive*, para que se crie um referencial de terra para o sinal de polarização do dispositivo. Além disso, o Mosfet não consegue chavear a partir de sinal direto do Arduino, pois o nível de tensão é baixo. Então,

utilizou-se o IR 2104 e seu circuito auxiliar, Figura 7. Esse CI recebe a lógica enviada pelo Arduino e transmite para que o Mosfet possa operar. Os capacitores utilizados devem ser de valores pequenos, para filtrar oscilações de entrada e saída do circuito, devido à alta frequência de chaveamento do sistema.

Figura 7 – Circuito auxiliar do IR 2104.

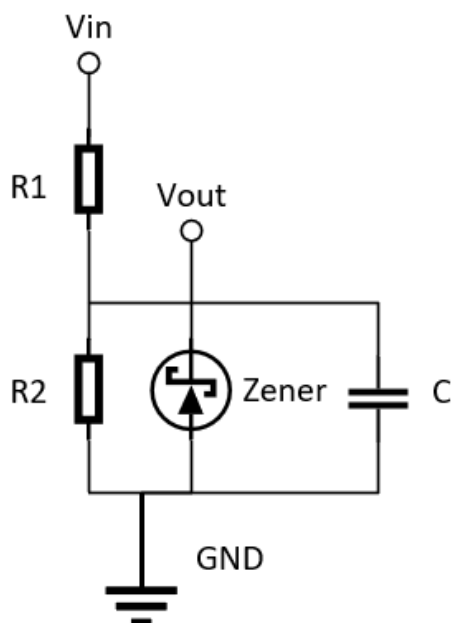


Fonte: International IOR Rectifier, Anexo A.

5.6 Amostra de tensão do circuito

É necessário monitorar a tensão na bateria e a tensão do painel fotovoltaico. Para isso, foi utilizado o circuito da Figura 8, divisor de tensão, que permite a redução do nível de tensão para valores aceitáveis pelo Arduino, que suporta no máximo 5 V.

Figura 8 – Divisor de tensão.



Fonte: Produção do próprio autor.

A primeira etapa do dimensionamento deste circuito é determinar a tensão máxima que ele pode medir, ou seja, para que tensão de entrada ele dá uma tensão de saída de 5 V. Sabendo que a tensão de circuito aberto é 21,56 V, por uma medida de segurança, a tensão máxima que poderá ser medida é 30 V. Para obter a tensão de saída, utiliza-se a equação (19).

$$V_{out} = \frac{V_{in} * R2}{R1 + R2} \quad (19)$$

Escolhendo um resistor de $1 \text{ M}\Omega$, e sabendo que para uma tensão de entrada de 30 V deseja-se ter uma tensão medida de 5 V, o valor de $R1$ será:

$$R1 = 200 \text{ k}\Omega$$

No Arduino, para obter a tensão de entrada a partir da tensão medida, basta utilizar a equação (20).

$$V_{in} = \frac{V_{out} * (R1 + R2)}{R2} \quad (20)$$

A parcela que multiplica a tensão de saída representa o fator de conversão que deve ser utilizado para converter o valor lido pelo Arduino na tensão de entrada. Com os valores escolhidos de resistência, o fator de conversão é:

$$Fator = \frac{(1000000 + 200000)}{200000}$$

$$Fator = 6$$

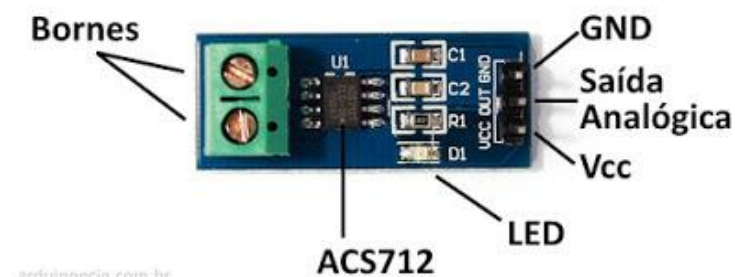
O diodo zener utilizado no divisor de tensão serve para limitar a tensão de saída do circuito, que vai para o Arduino. Como o Arduino suporta no máximo 5 V, utilizou-se um zener de 5,1 V.

Além disso, é necessário utilizar um capacitor na saída que vai para o Arduino, com a finalidade de filtrar o sinal de saída devido à alta frequência de chaveamento do sistema.

5.7 Amostra da corrente do circuito

É necessário medir a corrente do circuito para que se possa saber a potência que o painel está fornecendo para a carga e, além disso, fazer o controle MPPT Perturba e Observa. Dessa forma, decidiu-se usar o ACS712, módulo integrado do Arduino, que permite medir correntes de até 20 A. O seu esquema pode ser visto na Figura 9.

Figura 9 – Módulo ACS712.



Fonte: Arduino e Cia.

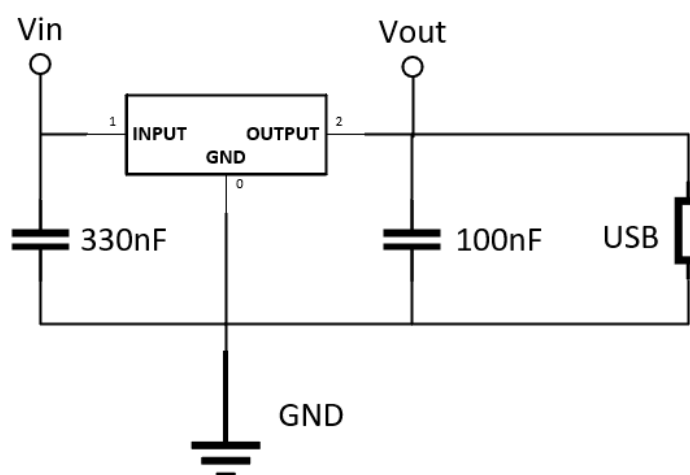
Para utilizar esse módulo, é necessário alimentá-lo com 5 V do Arduino e o terra do circuito. Sua saída vai para uma das entradas analógicas do Arduino. Para medir efetivamente a corrente, deve-se colocá-lo em série com o circuito.

O sensor sempre mede 2,5 V, como padrão. Logo, de 2,5 V até 5 V, temos um intervalo de 2,5 V que pode medir 20 A. Assim, cada 0,125 V medidos pelo sensor representa 1 A de corrente. Essa informação é importante para converter o valor de tensão aferido pelo Arduino em corrente.

5.8 Regulador de tensão e saída USB

Para alimentar o celular, a tensão de saída do circuito deverá ser de 5 V. Logo, será utilizado um regulador de tensão 7805, como pode ser visto na Figura 10. O capacitor de entrada do circuito serve para desacoplar a entrada e o capacitor de saída, além de desacoplar o sistema, também funciona como filtro para a alta frequência de chaveamento do sistema, evitando assim possíveis oscilações. O circuito utilizado é sugerido pelo fabricante do dispositivo, como pode ser visto no APÊNDICE D.

Figura 10 – Circuito regulador de tensão e saída USB.



Fonte: Produção do próprio autor.

A saída do circuito é conectada a um dispositivo USB, como pode ser visto na Figura 11. O pino 1 é o de alimentação positiva, 5V, e o pino 4 é o terra do sistema. Os pinos 2 e 3 servem para transmissão de dados.

Figura 11 – Dispositivo e cabo USB.

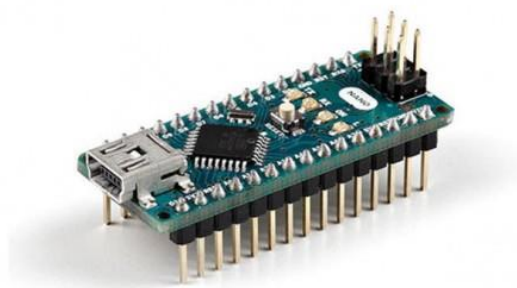


Fonte: Robotizando, Robótica de um jeito fácil.

5.9 O microcontrolador utilizado

O microcontrolador utilizado é o Arduino Nano, que pode ser visto na Figura 12. Nesse caso, o controlador é responsável por medir a corrente do circuito, a tensão de entrada e saída e, ainda, fazer o controle do conversor Buck. Esse controle é feito por meio da razão cíclica do conversor. O código implementado no Arduino tenta estabelecer o melhor ponto de operação do conversor, de acordo com o nível de tensão e corrente do painel, para aproveitar a geração de energia ao máximo.

Figura 12 – Arduino Nano.



Fonte: Arduino Store.

5.10 Componentes utilizados

Para a escolha de cada componente a ser utilizado, baseou-se nos cálculos previamente feitos e nos componentes disponíveis no laboratório. Logo, os seguintes itens foram utilizados:

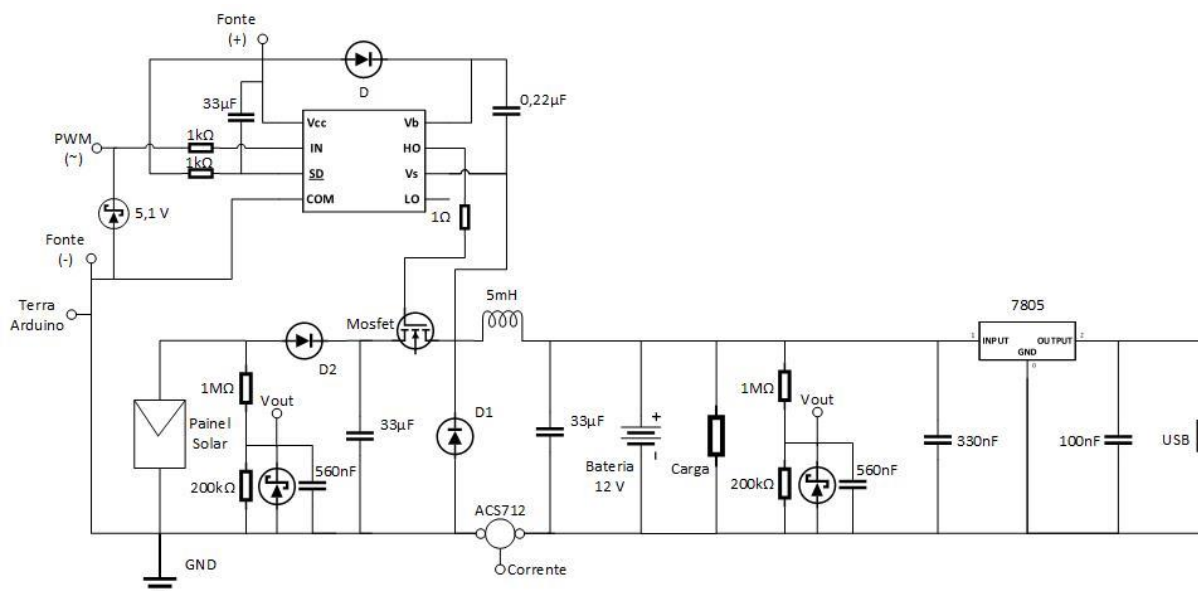
- Capacitores: $C1 = C2 = 33 \mu\text{F}$;

- Capacitores de filtro: $C = 0,22 \mu\text{F}$, $33 \mu\text{F}$, 560 nF , 330 nF e 100 nF ;
- Indutor: $L = 5 \text{ mH}$;
- Mosfet: IRFZ48N;
- D1: 8ETH06;
- D2: SKR 21/08;
- Gate drive: IR 2104;
- Resistores variados;
- Diodo Zener: $5,1 \text{ V}$;
- Bateria 12 V , 7 Ah
- Regulador de tensão: 7805.

5.11 Circuito Implementado

O circuito que foi utilizado pode ser visto na Figura 13.

Figura 13 – Circuito implementado.



Fonte: Produção do próprio autor.

Como foi dito anteriormente, pode-se observar dois divisores de tensão, um na entrada e outro na saída, e o medidor de corrente que obtém a corrente que passa pelo conversor buck.

O IR 2104 é responsável por transformar o sinal PWM do Arduino em um sinal de nível adequado para chavear o Mosfet, já que esta chave precisa de níveis maiores de tensão para mudar de estado do que o Arduino pode fornecer. Dessa maneira, era necessário alimentar separadamente o *gate drive*. Foi utilizado uma fonte que fornece uma tensão contínua de 17,6 V e que pode ser ligada a tomada.

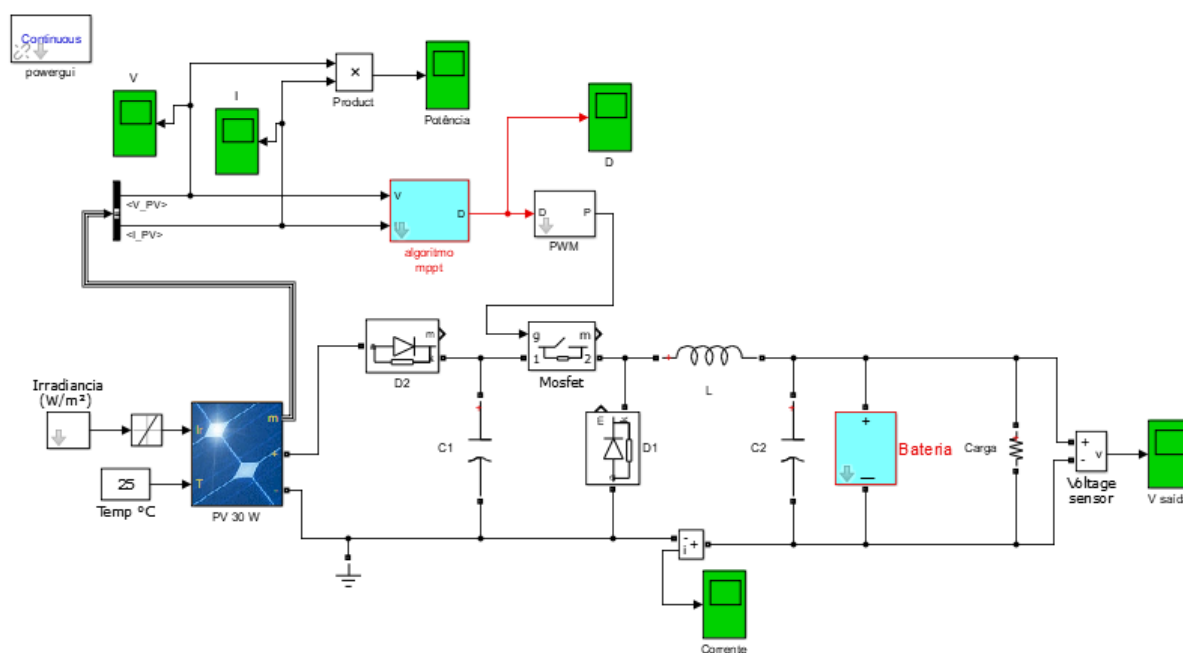
Para alimentar o Arduino, foi utilizado um carregador de celular de 5 V. O pino terra do Arduino, da fonte que alimenta o *gate drive* e do painel foram colocados em um ponto só, para criar uma referência única para o sistema.

6. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

6.1 O circuito

Antes de construir o circuito e observar seu comportamento, é interessante simular o circuito em um programa apropriado para analisar sua resposta. Para isso, foi utilizado o Software Simulink, da Mathworks. O Circuito diagramado pode ser visto na Figura 14.

Figura 14 – Circuito com controle MPPT.

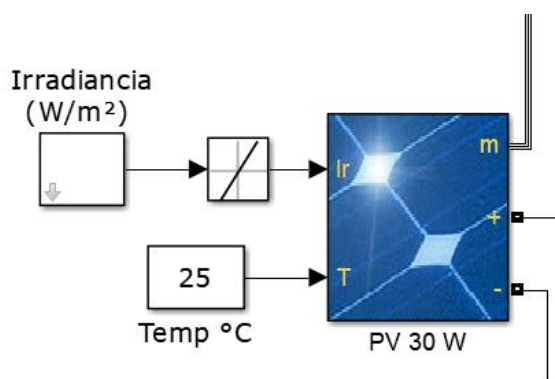


Fonte: Produção do próprio autor.

6.2 Painel Solar

O Simulink possui uma estrutura modelo de painel solar, que pode ser vista na Figura 15, onde define-se os parâmetros deste de acordo com o painel o que deseja simular, de acordo com a Figura 16. As entradas desse bloco são a irradiância e temperatura desejadas, que podem ser alteradas de acordo com o tempo de simulação. O bloco também possui três saídas. Onde lê-se “m”, pode-se obter a tensão e corrente do painel, e deve-se conectar o circuito no “+” e “-”.

Figura 15 – Painel solar Simulink.



Fonte: Produção do próprio autor.

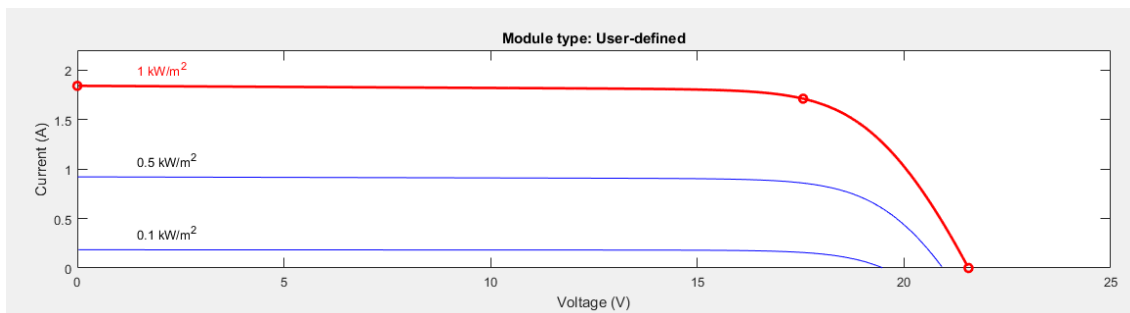
Figura 16 – Parâmetros do painel solar.

Array data	
Parallel strings	1
Series-connected modules per string	1
Module data	
Module:	User-defined
Maximum Power (W)	30.0276
Cells per module (Ncell)	36
Open circuit voltage Voc (V)	21.56
Short-circuit current Isc (A)	1.84
Voltage at maximum power point Vmp (V)	17.56
Current at maximum power point Imp (A)	1.71
Temperature coefficient of Voc (%/deg.C)	-0.361
Temperature coefficient of Isc (%/deg.C)	0.102

Fonte: Produção do próprio autor.

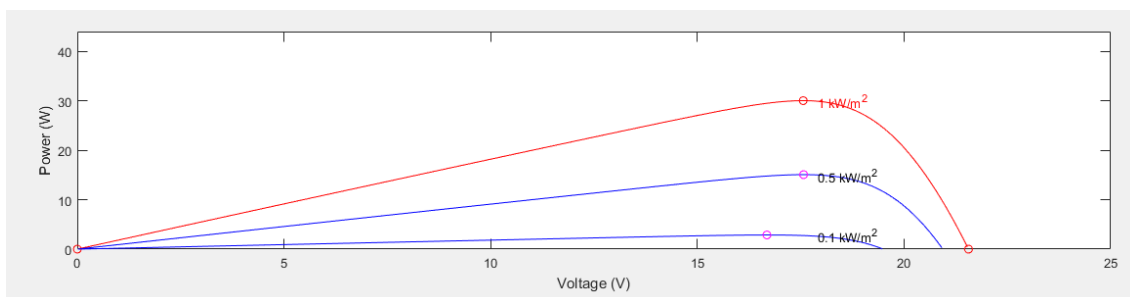
Além disso é possível simular o comportamento do painel solar de acordo com suas informações de operação, para assim poder utilizá-lo em uma simulação do circuito proposto. No Gráfico 11 pode-se observar o comportamento do painel de acordo com sua tensão e corrente. Já no Gráfico 12 temos a curva de potência do painel, em função da tensão, para obtermos o ponto de máxima potência. As diferentes curvas observadas nos dois gráficos representam níveis de irradiância diferentes, com uma temperatura constante de 25 °C.

Gráfico 11 – Comportamento da curva de Corrente x Tensão do painel solar.



Fonte: Produção do próprio autor.

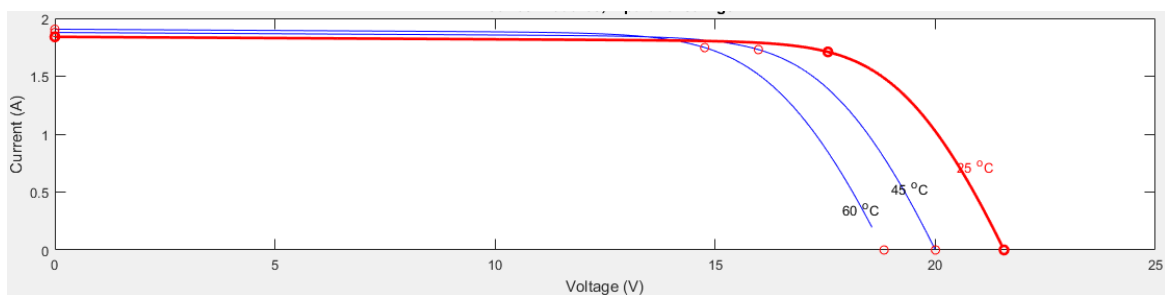
Gráfico 12 – Comportamento da curva de Potência x Tensão do painel solar.



Fonte: Produção do próprio autor.

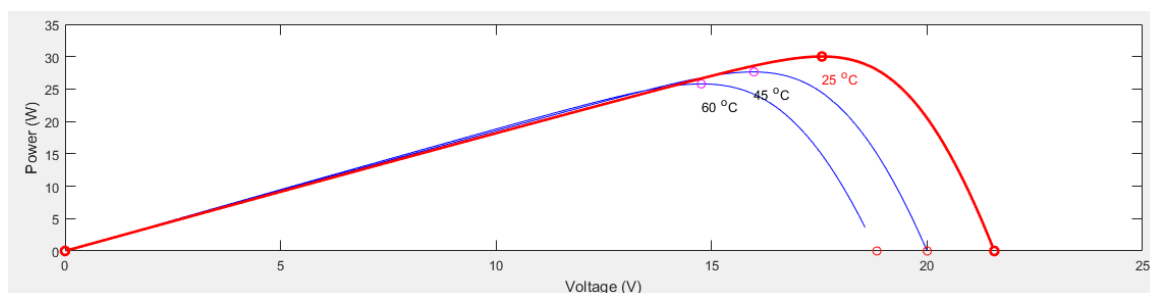
Também é possível traçar essas curvas de acordo com diferentes temperaturas, com irradância de 1000 W/m^2 , como pode ser visto no Gráfico 13 e Gráfico 14.

Gráfico 13 – Comportamento da curva de Corrente x Tensão do painel solar com diferentes temperaturas.



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 14 – Comportamento da curva de Potência x Tensão do painel solar com diferentes temperaturas.

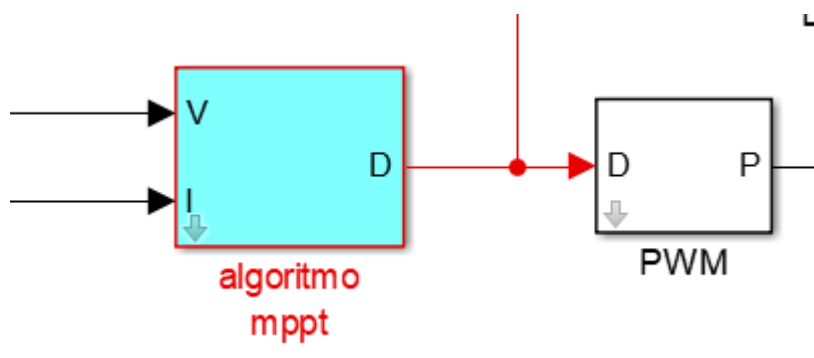


Fonte: Produção do próprio autor.

6.3 PWM e controle MPPT

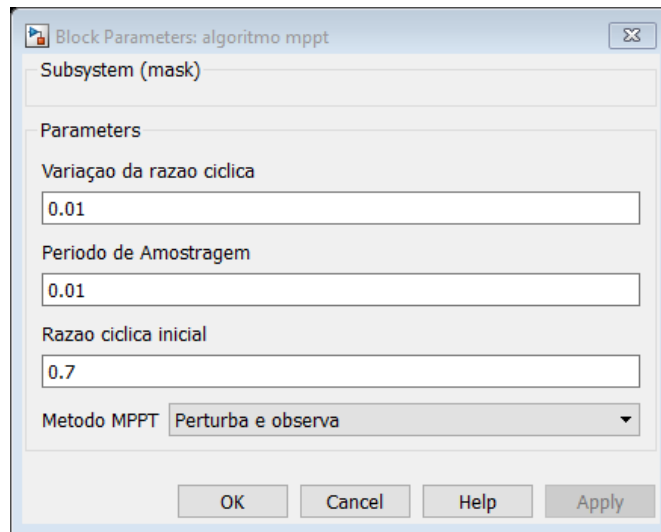
Para realizar o controle MPPT do sistema, utiliza-se as estruturas da Figura 17. As entradas do bloco de MPPT são a corrente e tensão do painel. Neste bloco, é possível definir a variação da razão cíclica desejada, o período de amostragem e a razão cíclica inicial, como pode ser visto na Figura 18 (BRUMATTI et al., 2007).

Figura 17 – Controle MPPT e bloco PWM.



Fonte: Produção do próprio autor.

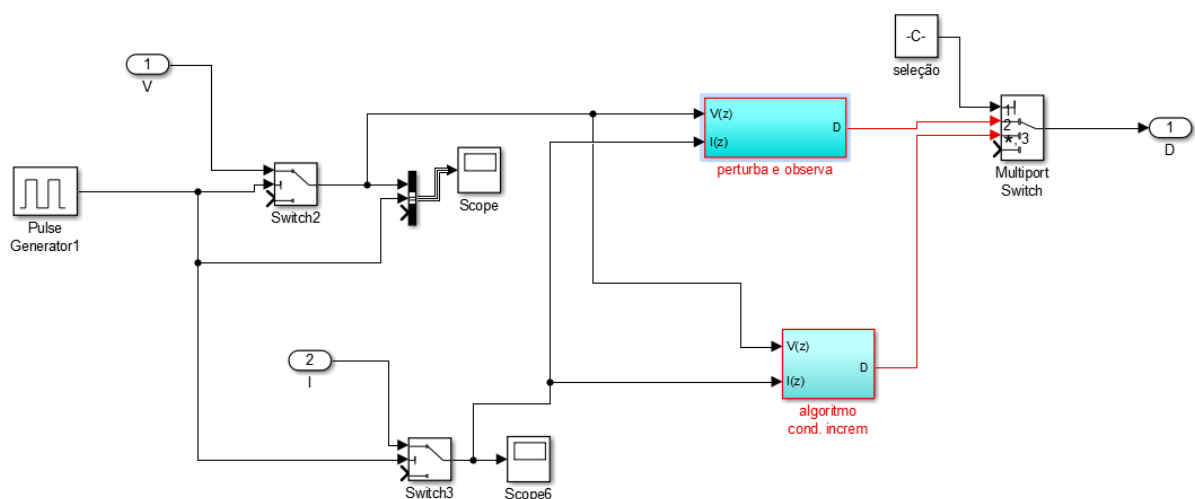
Figura 18 – Parâmetros do bloco MPPT.



Fonte: Produção do próprio autor.

Dentro do bloco MPPT, existe a estrutura que pode ser vista na Figura 19. Neste, é possível utilizar dois códigos de MPPT, o Perturba e Observa e o de Condutância Incremental. Como foi definido anteriormente, será utilizado o Perturba e Observa, e o código pode ser visto no Anexo A. O algoritmo, a partir da tensão e corrente do painel, faz a análise para observar o sentido do incremento e joga o novo valor da razão cíclica no bloco PWM, responsável por chavear o Mosfet.

Figura 19 – Dentro do bloco MPPT.

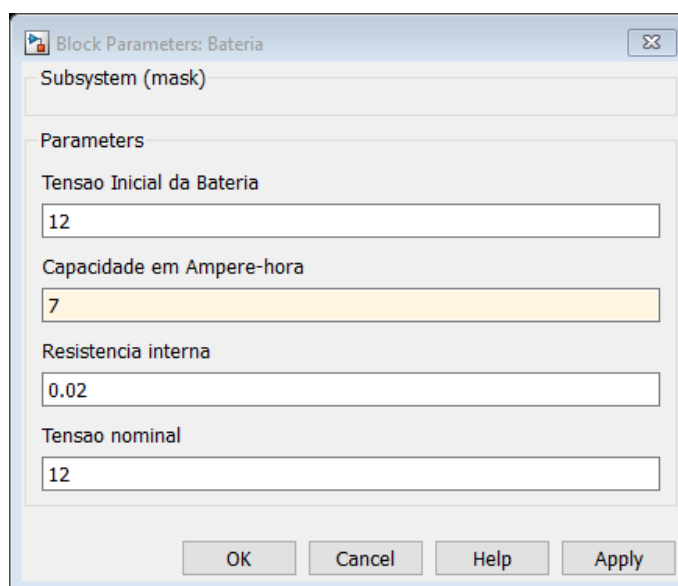


Fonte: Produção do próprio autor.

6.4 Bateria

Na Figura 20 é possível ver os parâmetros da bateria. Pode-se definir a tensão inicial da bateria, sua capacidade em Ampere-hora, resistência interna e a tensão nominal. O bloco consiste de um capacitor com um resistor em série, em que a capacitância deste é definida pela capacidade da bateria e por sua tensão nominal.

Figura 20 – Parâmetros da bateria.



The image shows a software dialog box titled "Block Parameters: Bateria". It contains a "Subsystem (mask)" field at the top. Below it is a "Parameters" section with four input fields: "Tensao Inicial da Bateria" (12), "Capacidade em Ampere-hora" (7), "Resistencia interna" (0.02), and "Tensao nominal" (12). At the bottom, there are four buttons: "OK", "Cancel", "Help", and "Apply".

Fonte: Produção do próprio autor.

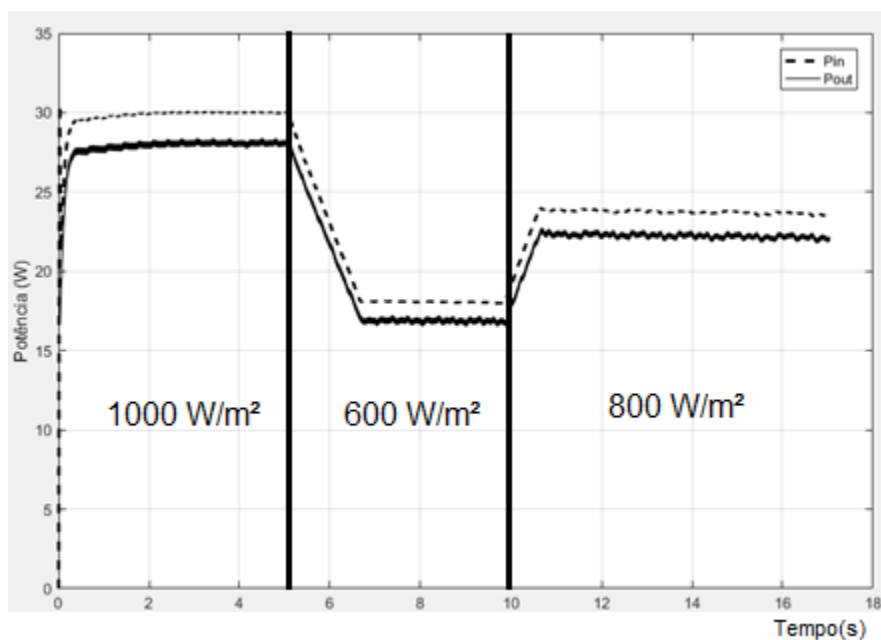
6.5 Resultados

A simulação do sistema foi realizada considerando uma irradiância inicial de 1000 W/m^2 e uma temperatura constante de $25 \text{ }^\circ\text{C}$. No Gráfico 15 vê-se a potência de entrada e a potência de saída do sistema. Nos instantes demarcados na figura, muda-se a irradiância para 600 W/m^2 e depois 800 W/m^2 , com a finalidade de verificar o comportamento do código MPPT.

A potência do painel a irradiância máxima (1000 W/m^2) é cerca de 30 W . Dessa forma, percebe-se que o resultado da potência condiz com a realidade, ou seja, o algoritmo MPPT está buscando o ponto de máxima potência do circuito corretamente. O mesmo ocorre para os outros dois níveis de irradiância.

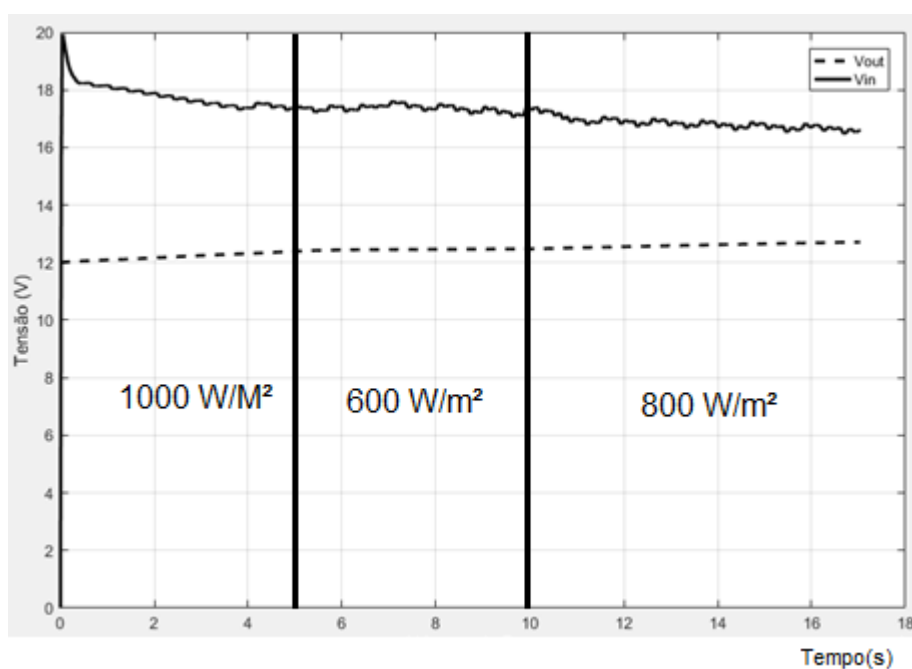
Além disso, ao observar o gráfico, percebe-se que a potência entregue à carga é menor do que a potência do painel. Idealmente, essas potências são iguais. Entretanto, existem perdas no conversor e a bateria impõe um comportamento no sistema, já que a tensão de saída tende a variar apenas em torno do ponto de operação da bateria, como pode ser visto no Gráfico 16. Enquanto a tensão de entrada altera-se drasticamente pois o ponto de máxima potência muda, a bateria está carregando e sua tensão altera lentamente. Esse comportamento pode ser visto melhor no Gráfico 17. Além disso, observa-se que a curva de tensão altera seu comportamento de acordo com a irradiância do sistema.

Gráfico 15 – Potência do painel e potência de saída do circuito.



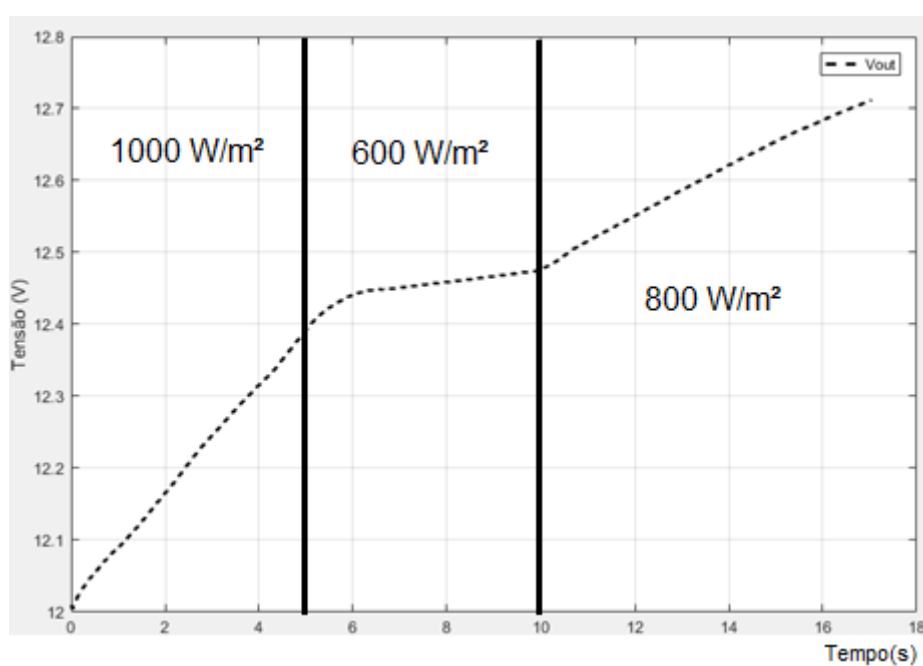
Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 16 – Tensão do painel e tensão de saída.



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 17 – Tensão de saída.



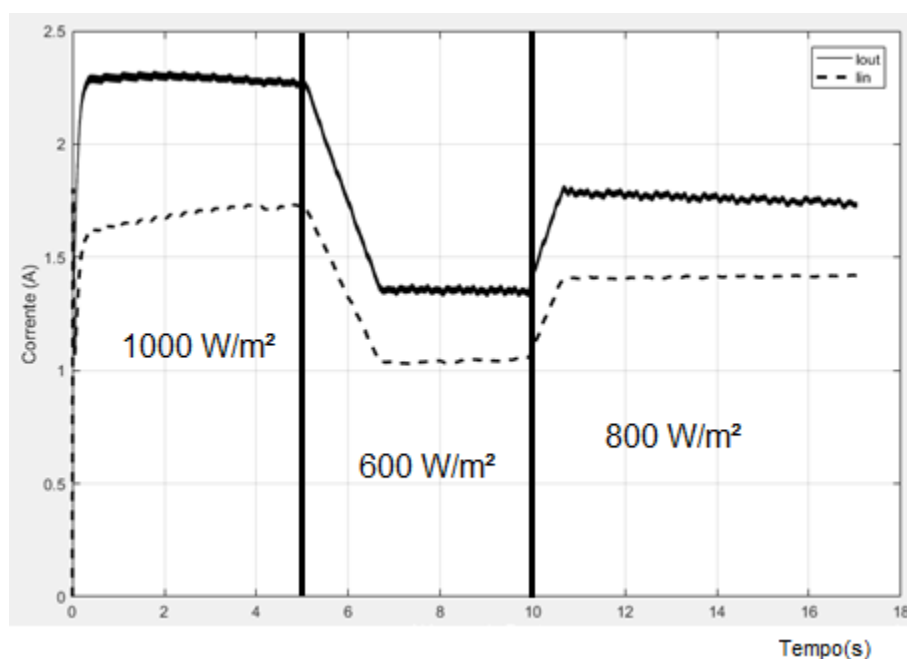
Fonte: Produção do próprio autor.

A curva de carregamento da bateria começa de maneira mais acentuada, a partir de 12 V, já que o painel está operando em máxima irradiância e o algoritmo permite com que o painel entregue máxima potência ao sistema. Essa lógica segue na simulação ao diminuir a irradiância para 600

W/m² e depois aumentar para 800 W/m². A inclinação da curva de carregamento acompanha essa mudança.

Como a tensão de saída diminui e, idealmente, a potência é a mesma, a corrente de saída deve aumentar. Esse comportamento pode ser visto no Gráfico 18, no qual a corrente de saída é relativamente maior do que a de entrada. Como mencionado anteriormente, a mudança na irradiância altera consideravelmente o nível de corrente.

Gráfico 18 – Corrente do painel e corrente de saída.



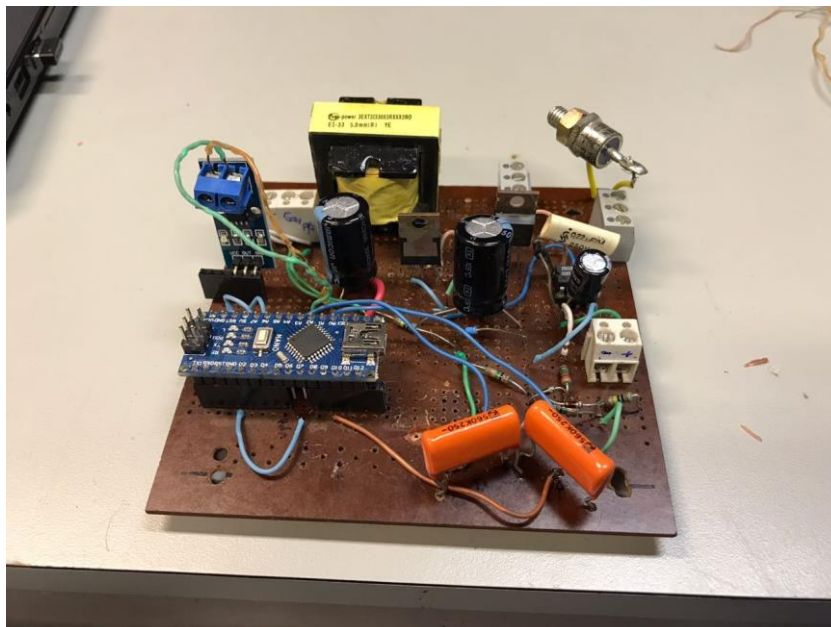
Fonte: Produção do próprio autor.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 Circuito

O circuito foi montado em uma placa universal, como pode ser visto na Figura 21.

Figura 21 – Circuito montado.



Fonte: Produção do próprio autor.

A fonte de 17,6 V conecta-se ao terminal do *gate drive* e o carregador de celular conecta-se ao Arduino. Para análise do circuito, é importante saber o quanto de energia está sendo drenado da rede. A fonte utilizada para o Arduino fornece 5 V, e a corrente depende do que o Arduino está alimentando e quanto esses equipamentos drenam. Sabe-se que o máximo de corrente que o Arduino fornece em um pino é de 40 mA, sendo 20 mA o limite recomendado para funcionamento. Além disso, o limite do Arduino para várias saídas sendo utilizadas é de 200 mA.

Como foram utilizadas apenas duas saídas do Arduino, uma para o PWM e outra para alimentar o módulo de corrente, e considerando que o Arduino os alimenta com o valor máximo de corrente, a maior corrente consumida pelo Arduino seria de 80 mA. Logo, isso daria uma potência consumida de 0,4 W. Entretanto, essas correntes foram medidas e, no módulo ACS

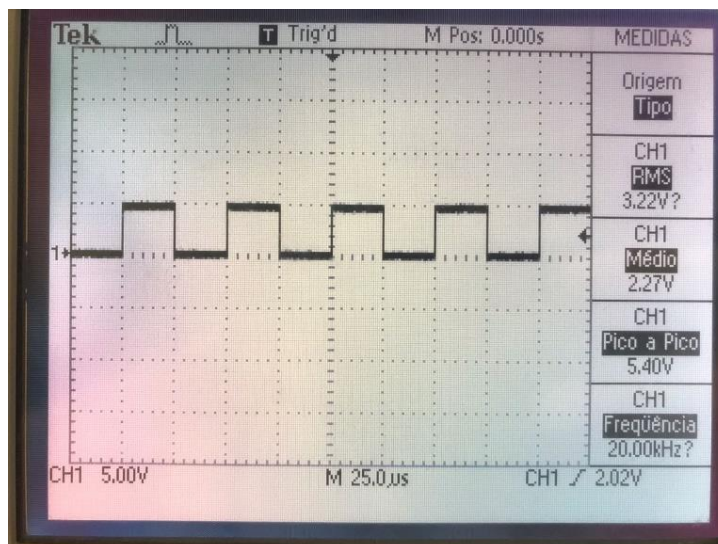
712 a corrente máxima foi de 12,84 mA, enquanto na saída PWM esse valor foi de 6 mA. Assim, a potência real consumida pelo Arduino da rede é de 0,0942 W.

O mesmo procedimento foi feito para o que alimenta o *gate drive*. Mediu-se uma corrente máxima de 1,52 mA e tensão de 17,6 V. Assim, a potência drenada é de 0,0268 W. Dessa forma, a potência drenada pelo Arduino e pelo IR2104 é de 0,1210 W. Esse valor serve para ser comparado com o quanto de potência o painel fornece ao sistema.

7.2 PWM

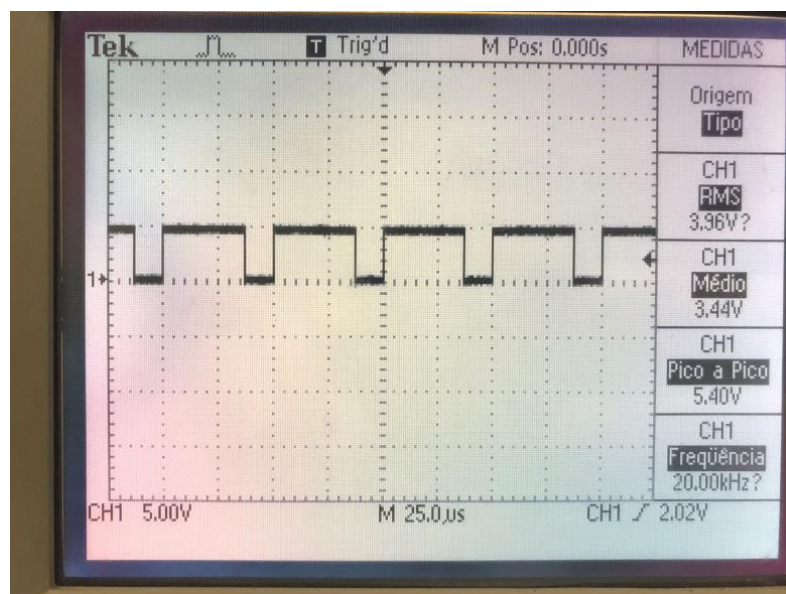
O módulo PWM implementado no Arduino possibilita a alteração da razão cíclica, além de permitir o ajuste da frequência de chaveamento. As formas de onda de saída do módulo PWM são mostradas na Figura 22, Figura 23 e Figura 24. O Arduino possui um limite de 490 Hz para o PWM. Logo, foi necessário utilizar uma biblioteca que altera o tempo de *clock* do Arduino (DEBA168).

Figura 22 – PWM 20 kHz com razão cíclica de 50%.



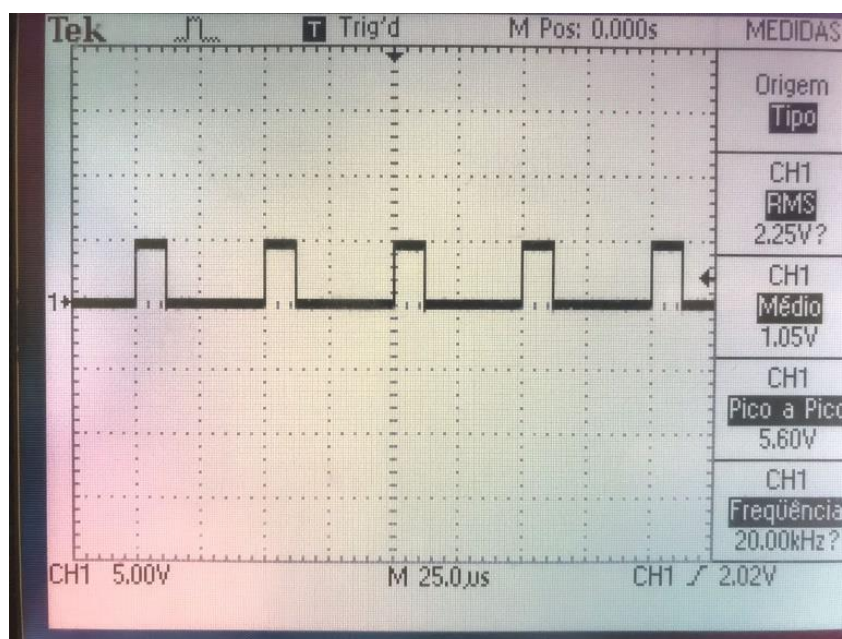
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 23 – PWM 20 kHz com razão cíclica de 75%.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 24 – PWM 20 kHz com razão cíclica de 25%.



Fonte: Produção do próprio autor.

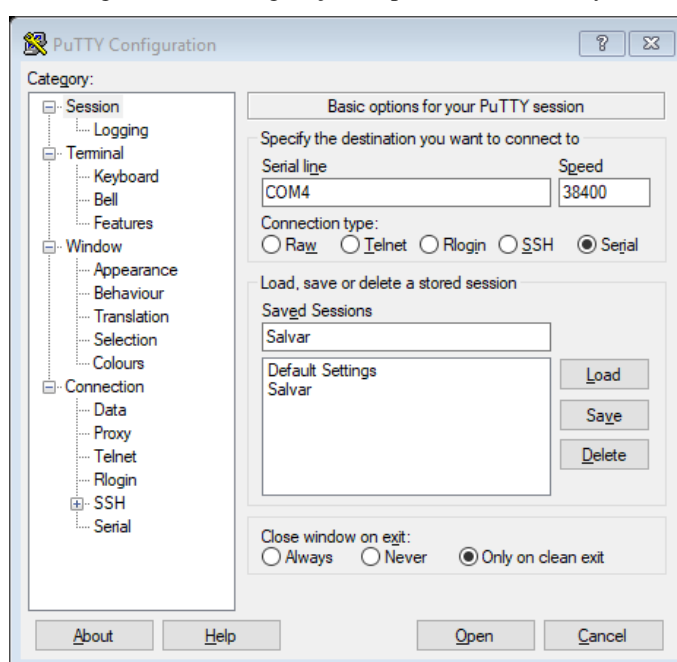
7.3 Obtenção das variáveis do conversor

Para colher as informações do conversor, é necessário utilizar a porta USB do Arduino conectada ao computador, enviando essas informações de forma serial para o computador. Então, para colher essas informações e gravá-las em um bloco de texto, é utilizado o Putty. Esse

é um programa de código livre, que torna possível conectar-se com servidores remotos através de protocolos de rede SSH e Telnet. Além disso, suporta conexão direta por porta serial, que foi utilizado para colher as informações do circuito.

Para configurar o Putty, como pode ser visto na Figura 25, deve-se informar a qual porta serial o Arduino está conectado. Nesse caso, é a COM4. Além disso, é necessário escolher a taxa de transmissão de dados, denominada por *speed*.

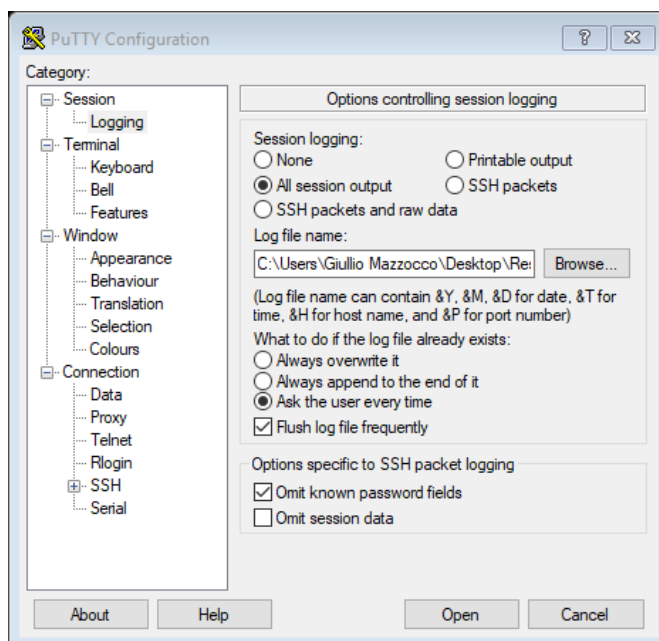
Figura 25 – Configuração de porta serial do Putty.



Fonte: Produção do próprio autor.

É necessário também escolher onde as informações serão salvas e o que deve ser salvo, como pode ser visto na Figura 26. Em *Session logging*, deve-se escolher a opção *All session output*, e o local que deve ser salvo é selecionado em *Browse*.

Figura 26 – Como salvar informações no Putty.

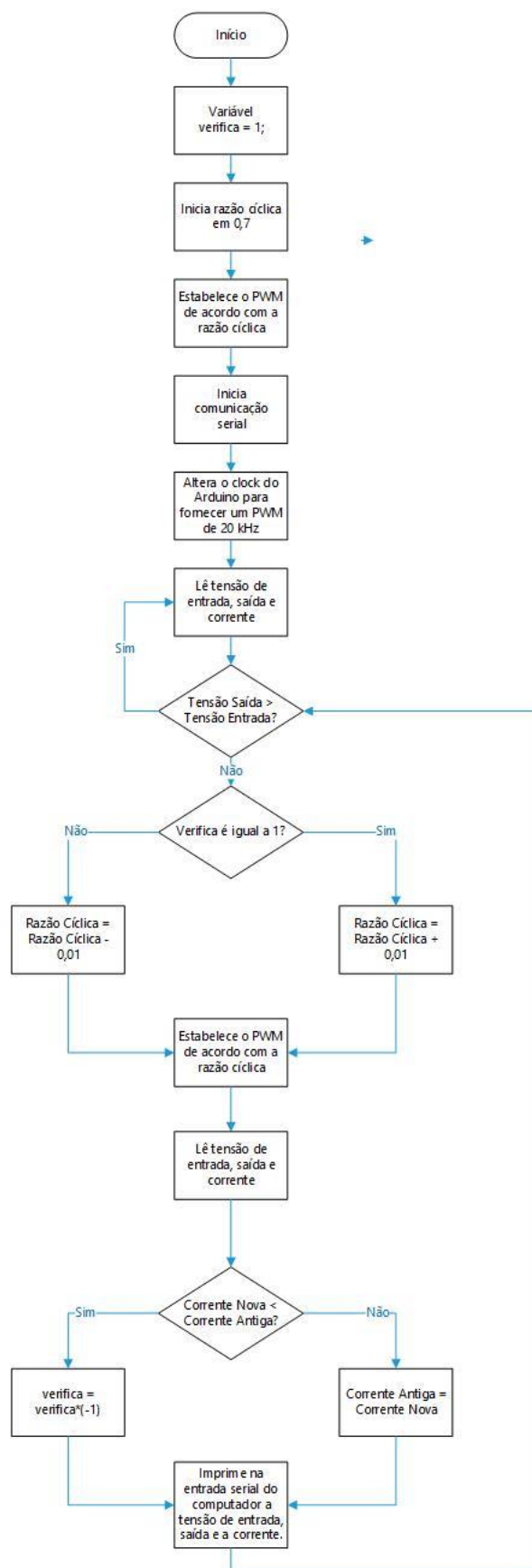


Fonte: Produção do próprio autor.

7.4 Algoritmo implementado

Para mostrar o funcionamento do programa, foi construído um diagrama de fluxo que pode ser visto na Figura 27. Pode-se observar que o controle foi feito pela corrente da carga. A ideia desse controle é realizar o MPPT apenas verificando se a corrente aumenta ou diminui, em detrimento da potência. Isso pode ser feito pois, idealmente, a potência de entrada do circuito deve ser igual a potência de saída, ou seja, o que é entregue a carga. Como a tensão na saída diminui, a corrente da saída tende a aumentar para compensar a queda de tensão. Com a bateria conectada ao sistema, a tensão na saída tende a ser constante.

Figura 27 – Diagrama de fluxo do programa.



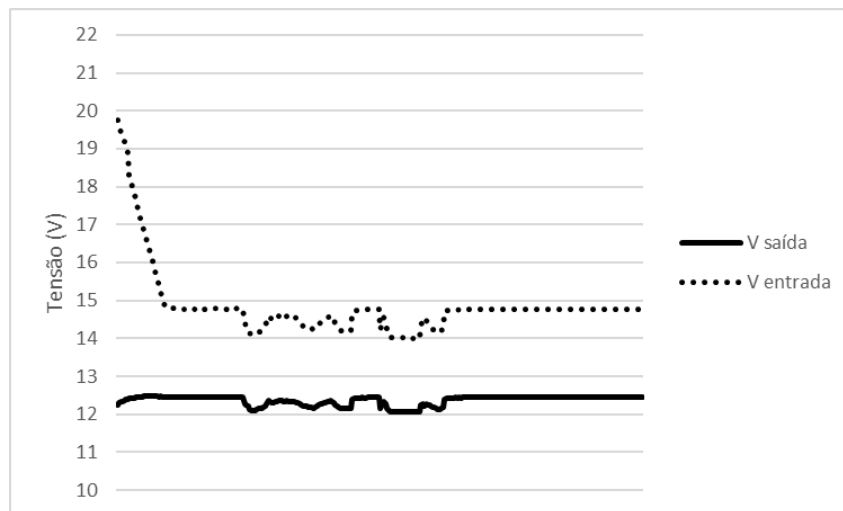
Fonte: Produção do próprio autor.

7.5 Resultados experimentais

Os testes foram feitos em condições de irradiância e temperatura semelhantes, para que os resultados não fossem afetados. O sombreamento do módulo fotovoltaico foi feito manualmente, para observar o comportamento do sistema.

Os primeiros testes foram feitos pela observação da corrente de carga. No Gráfico 19 pode-se observar a tensão de saída e de entrada do circuito. Nos instantes em que ocorreu uma queda de tensão foi feito um sombreamento do painel, para observar a influência deste no sistema.

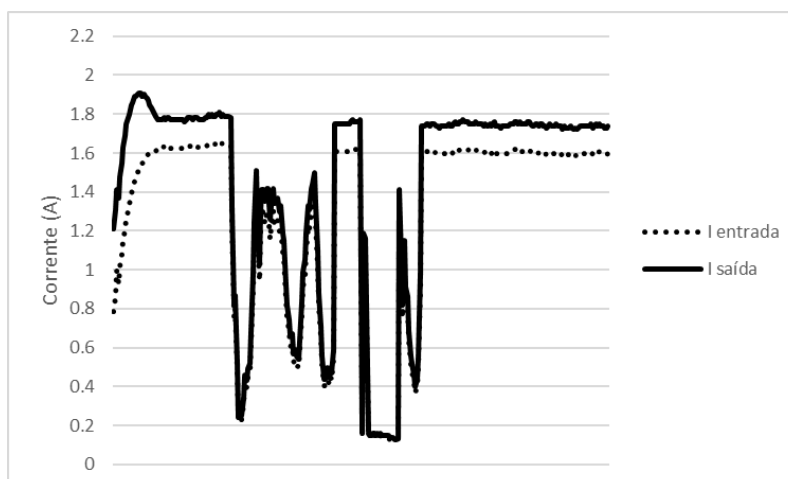
Gráfico 19 – Tensão de entrada e saída do circuito.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 20 pode-se observar o comportamento da corrente de entrada e saída do sistema. Observa-se que a corrente de saída tende a ser maior que a de entrada, como dito anteriormente, para compensar a queda da tensão. Para obter-se a corrente de entrada, multiplica-se a corrente de saída pela razão cíclica do sistema e um fator de conversão, observado durante os experimentos.

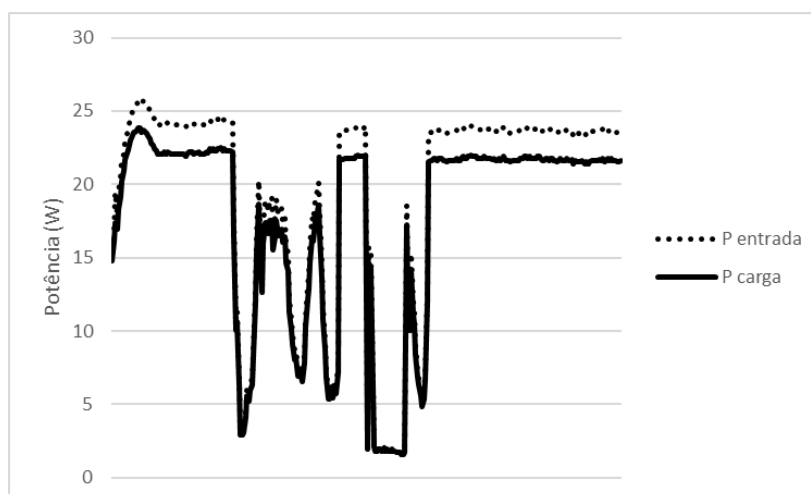
Gráfico 20 – Corrente de entrada e saída do circuito.



Fonte: Produção do próprio autor.

A partir da análise dos gráficos, percebe-se que tensão de saída, da bateria, tende a permanecer constante de fato. Além disso, sua carga varia de acordo com a tensão de entrada, já que o circuito impõe a tensão na saída. Assim, no momento que a corrente de saída diminuiu drasticamente, devido ao sombreamento do painel, a tensão de entrada caiu e a de saída também. Com essas informações, é possível calcular a potência do circuito, que pode ser visto no Gráfico 21. Os valores de potência foram bem próximos.

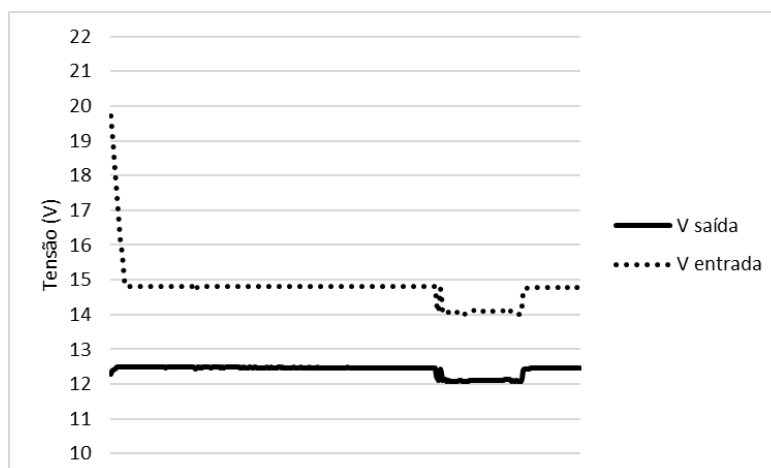
Gráfico 21 – Potência de entrada e saída do circuito.



Fonte: Produção do próprio autor.

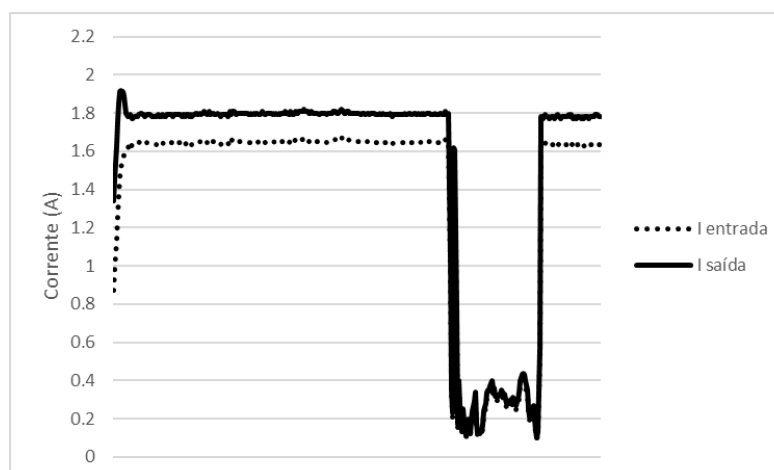
Outros testes foram feitos para um sombreamento constante, quase total do painel. Os resultados podem ser vistos no Gráfico 22, Gráfico 23 e Gráfico 24.

Gráfico 22 – Tensão de entrada e saída do circuito para sombreamento constante em um trecho.



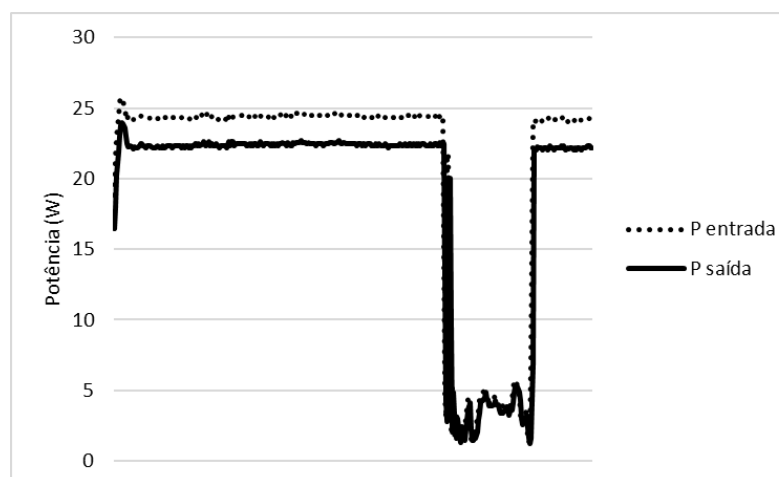
Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 23 – Corrente de entrada e saída do circuito para sombreamento constante em um trecho.



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 24 – Corrente de entrada e saída do circuito para sombreamento constante em um trecho.

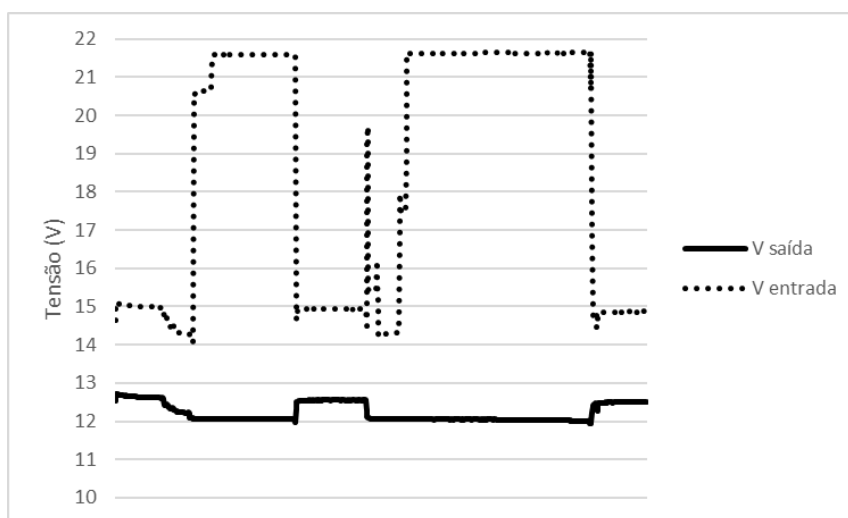


Fonte: Produção do próprio autor.

Com esses resultados, observa-se que o controlador procura estabelecer o melhor ponto de operação do sistema, fazendo com que forneça uma potência aproximadamente constante. E, além disso, com uma alteração na capacidade de geração do painel, o sistema busca o melhor ponto de operação.

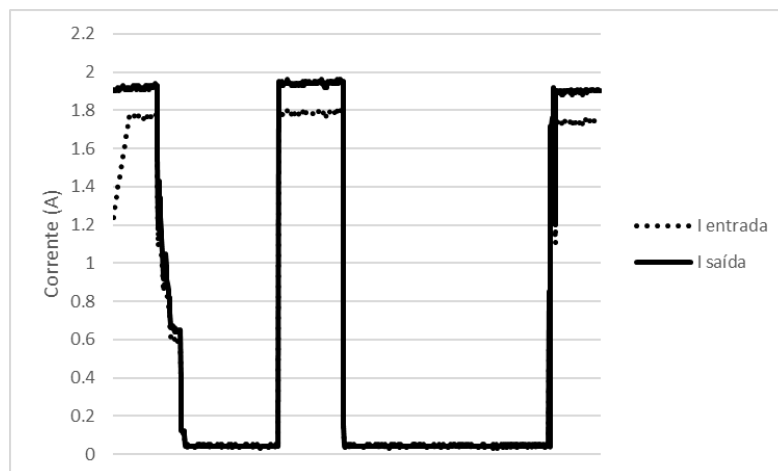
Também foi feito um teste utilizando observando a potência entregue a bateria. Os resultados podem ser vistos no Gráfico 25, Gráfico 26 e Gráfico 27. Nos gráficos, onde há um afundamento de corrente, ocorreu o sombreamento total do painel. Dessa forma, o painel passou a operar em circuito aberto, com tensão de aproximadamente 20 V. No trecho onde o painel ficou sombreado por mais tempo, observa-se um decréscimo do nível de tensão da bateria, já que esta passou a alimentar a carga.

Gráfico 25 – Tensão de entrada e saída do circuito para controle por potência.



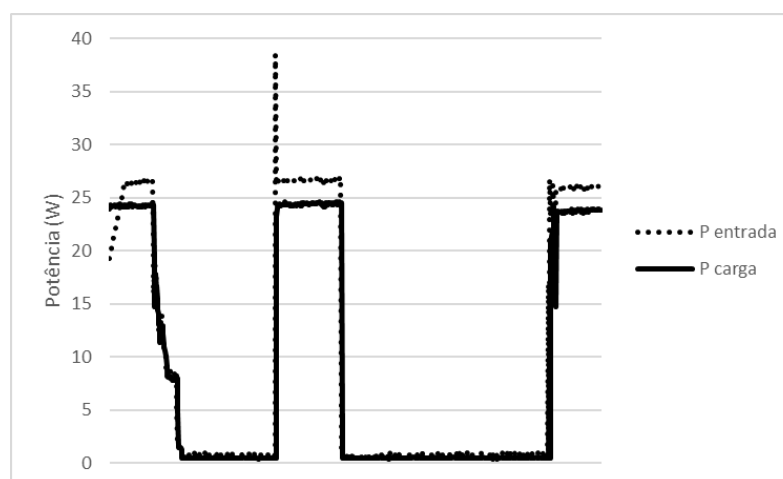
Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 26– Corrente de entrada e saída do circuito para controle por potência.



Fonte: Produção do próprio autor.

Gráfico 27 – Potência de entrada e saída do circuito para controle por potência.



Fonte: Produção do próprio autor.

A partir da análise das respostas obtidas, conclui-se que o controle MPPT pode ser feito tanto pela observação da potência como pela observação da corrente. Vale ressaltar que o controle do sistema foi feito a partir da observação da potência entregue a carga e da corrente de carga, e não dos parâmetros do painel, como na simulação. Dessa forma, esperando sempre obter a máxima potência entregue a carga, não necessariamente o sistema vai operar no ponto de máxima potência do painel. O valor da corrente de saída antedeu as expectativas, sendo sempre superior a corrente de entrada. Além disso, a diferença das potências de entrada e saída ocorre devido às perdas do conversor. d

8 CONCLUSÃO

Foi proposta uma estrutura para alimentar aparelhos com entrada USB a partir de uma bateria, cuja carga é feita a partir de um módulo fotovoltaico. Toda a abordagem de projeto foi apresentada. A operação da estrutura foi analisada inicialmente por simulação, e posteriormente diversos testes foram efetuados em um protótipo.

Os resultados obtidos mostraram que o controle MPPT do painel solar e implementação do conversor buck para carregamento de uma bateria foi implementado com sucesso, tanto na simulação como na prática. O controle pode ser feito tanto pela observação da potência entregue a bateria como pela corrente de carga. Também foi possível conectar um dispositivo para carregamento via USB. Percebe-se também que a potência gerada é maior que a potência entregue a carga, devido as perdas do conversor.

Como trabalho futuro sugere-se tornar esse projeto autônomo, ou seja, o conversor e o controlador devem funcionar sem a necessidade de fontes ligadas a tomada. Isso é possível pois, como demonstrado, a potência drenada da rede é bem menor do que o que é gerado. Também é importante realizar um estudo sobre o tempo que é necessário para carregar um celular. Dessa forma, será possível implementar esse projeto em um ambiente público, para que se possa carregar quaisquer equipamentos via USB e realizar um estudo do comportamento desse sistema ao longo do tempo.

Para melhorar o rendimento da estrutura e substituir o regulador de tensão, propõe-se construir um conversor chaveado de 12 V para 5 V. Quanto a proteção do sistema, deve-se realizar um controle via relés para que, quando a tensão da bateria atingir um mínimo, interrompa-se o carregamento do dispositivo conectado ao USB para preservar sua vida útil. Além disso, um sistema de proteção contra descargas atmosféricas é importante, já que o painel ficará em área externa, susceptível a esse fenômeno.

9 REFERÊNCIAS

BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**: Curso de Eletrônica de Potência. 190 f. Florianópolis, 1988.

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. 11 f. Florianópolis, 2002.

BRITO, M. A. G.; GALOTTO, L.; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. **Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 60, n. 3, 2013.

BRUMATTI, M.; PEREIRA, M. B.; BRUINSMA, J. A.; SIMONETTI, D. S. L.. " **AMBIENTE DE SIMULAÇÃO PARA ESTUDOS DE MÁXIMO APROVEITAMENTO ENERGÉTICO DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS**". In: II Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, 2007, Vitória. Anais do II CBEE, 2007. p. IICBEE_ART007-1-IICBEE_ART007-7

DEBA168. **Arduino MPPT Solar Charge Controller (Version 3.0)**. <<http://www.instructables.com/id/ARDUINO-SOLAR-CHARGE-CONTROLLER-Version-30/>>. Acesso em: 11 dez. 2017.

DOMAREDZKY, L. D. **Crescimento da Mini e Microgeração Fotovoltaica Distribuída no Brasil em 2016**: Análise Distribuída da Oportunidade Perdida através da Matriz Insumo Produto. 2016. Curitiba, 12 f.

HECKTHEUER, Lúcio Almeida; KRENZINGER, Arno. **Uso de Diodos de Bypass e de Bloqueio na Proteção de Sistemas Fotovoltaicos**. 7 p. Pós graduação (Engenharia Mecânica)- Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre. Disponível em: <<http://abcm.org.br/anais/conem/2000/DC9754.pdf>>. Acesso em: 15 dez. 2017.

LOBATO, S. C. **Análise comparativa entre as principais técnicas de MPPT com foco experimental**. 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de fora, 2015.

MENEGÁZ, P. J. M. **Energia Solar Fotovoltaica**: Curso de Fontes Alternativas de Energia Elétrica, abril de 2017 - maio de 2017. 143 f. Notas de Aula.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Energia solar fotovoltaica cresceu quase 30% no mundo em 2014**. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/energia-solar-fotovoltaica-cresceu-quase-30-no-mundo-em-2014>. Acesso em: 24 jun. 2017.

NASCIMENTO, H. L. **Conversor Buck como Interface entre Painéis Solares e Banco de Baterias**. 2006. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2006.

PEREIRA, M. B. **Carregador de Baterias Microcontrolado a Partir de Pannel Solar: Rotinas de Controle para carregador de baterias Microcontrolado a Partir de Pannel Solar**. 2006. Relatório Final (Iniciação Científica) – CNPQ, Universidade Federal do Espírito Santo, 2006.

PETRY, C. A. **Projeto de Indutores para Alta Frequência**: Curso de Eletrônica de Potência, novembro 2012. 27 f. Notas de Aula.

THORNTON. **Catálogo de Ferrite**. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 16 out. 2017.

VIEIRA, J. L. F. **Conversor CC-CC**: Curso de Eletrônica de Potência II, agosto de 2016 - dezembro de 2016. 185 f. Notas de Aula.

APÊNDICE A

Philips Semiconductors

Product specification

N-channel enhancement mode TrenchMOS™ transistor

IRFZ48N

GENERAL DESCRIPTION

N-channel enhancement mode standard level field-effect power transistor in a plastic envelope using 'trench' technology. The device features very low on-state resistance and has integral zener diodes giving ESD protection up to 2kV. It is intended for use in switched mode power supplies and general purpose switching applications.

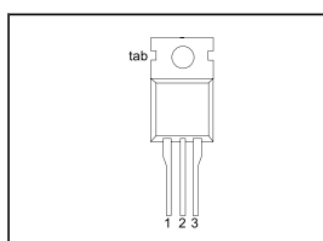
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	UNIT
V_{DS}	Drain-source voltage	55	V
I_D	Drain current (DC)	64	A
P_{tot}	Total power dissipation	140	W
T_j	Junction temperature	175	°C
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on-state resistance $V_{GS} = 10\text{ V}$	16	mΩ

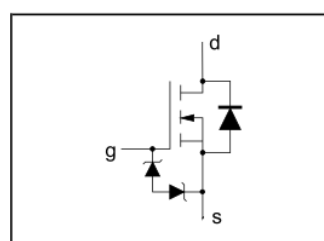
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain
3	source
tab	drain

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DS}	Drain-source voltage	-	-	55	V
V_{DGR}	Drain-gate voltage	$R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$	-	55	V
$\pm V_{GS}$	Gate-source voltage	-	-	20	V
I_D	Drain current (DC)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	64	A
I_D	Drain current (DC)	$T_{mb} = 100\text{ }^\circ\text{C}$	-	45	A
I_{DM}	Drain current (pulse peak value)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	210	A
P_{tot}	Total power dissipation	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	140	W
T_{stg}, T_j	Storage & operating temperature	-	-55	175	°C

ESD LIMITING VALUE

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_C	Electrostatic discharge capacitor voltage, all pins	Human body model (100 pF, 1.5 kΩ)	-	2	kV

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\text{-}j\text{-}mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	-	-	1.1	K/W
$R_{th\text{-}j\text{-}a}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air	60	-	K/W

**N-channel enhancement mode
TrenchMOS™ transistor**

IRFZ48N

STATIC CHARACTERISTICS $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 0.25\text{ mA}; T_J = -55^\circ\text{C}$	55	-	-	V
$V_{GS(TO)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 1\text{ mA}; T_J = 175^\circ\text{C}$	50	-	-	V
		$T_J = -55^\circ\text{C}$	2	3.0	4.0	V
		$T_J = 175^\circ\text{C}$	1	-	-	V
		$T_J = -55^\circ\text{C}$	-	-	4.4	V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 55\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_J = 175^\circ\text{C}$	-	0.05	10	μA
		$T_J = -55^\circ\text{C}$	-	-	500	μA
I_{GSS}	Gate source leakage current	$V_{GS} = \pm 10\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}; T_J = 175^\circ\text{C}$	-	0.02	1	μA
		$T_J = -55^\circ\text{C}$	-	-	20	μA
$\pm V_{(BR)GSS}$	Gate-source breakdown voltage	$I_G = \pm 1\text{ mA}; T_J = 175^\circ\text{C}$	16	-	-	V
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 25\text{ A}; T_J = 175^\circ\text{C}$	-	12	16	$\text{m}\Omega$
			-	-	30	$\text{m}\Omega$

DYNAMIC CHARACTERISTICS $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
g_{fs}	Forward transconductance	$V_{DS} = 25\text{ V}; I_D = 25\text{ A}$	8	39	-	S
C_{iss}	Input capacitance	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	2200	2900	pF
C_{oss}	Output capacitance		-	500	600	pF
C_{rss}	Feedback capacitance		-	200	270	pF
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 50\text{ A}; V_{DD} = 44\text{ V}; V_{GS} = 10\text{ V}$	-	-	85	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	-	19	nC
Q_{gd}	Gate-drain (Miller) charge		-	-	37	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 30\text{ V}; I_D = 25\text{ A}; V_{GS} = 10\text{ V}; R_G = 10\ \Omega$	-	18	26	ns
t_r	Turn-on rise time		-	35	85	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time	Resistive load	-	45	60	ns
t_f	Turn-off fall time		-	30	45	ns
L_d	Internal drain inductance	Measured from contact screw on tab to centre of die	-	3.5	-	nH
L_d	Internal drain inductance	Measured from drain lead 6 mm from package to centre of die	-	4.5	-	nH
L_s	Internal source inductance	Measured from source lead 6 mm from package to source bond pad	-	7.5	-	nH

**N-channel enhancement mode
TrenchMOS™ transistor**

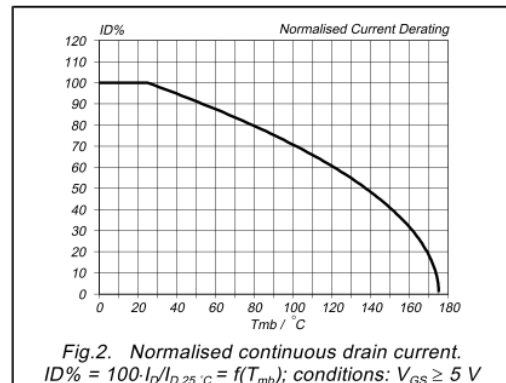
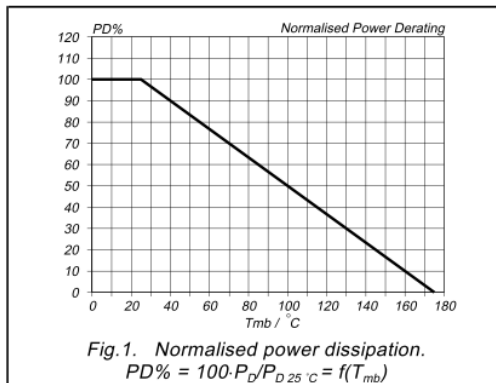
IRFZ48N

REVERSE DIODE LIMITING VALUES AND CHARACTERISTICS
 $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{DR}	Continuous reverse drain current		-	-	64	A
I_{DRM}	Pulsed reverse drain current		-	-	210	A
V_{SD}	Diode forward voltage	$I_F = 25\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	0.95	1.2	V
		$I_F = 65\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	1.0	-	V
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_F = 65\text{ A}; -di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s};$	-	57	-	ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge	$V_{GS} = -10\text{ V}; V_R = 30\text{ V}$	-	0.14	-	μC

AVALANCHE LIMITING VALUE

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
W_{DSS}	Drain-source non-repetitive unclamped inductive turn-off energy	$I_D = 65\text{ A}; V_{DD} \leq 25\text{ V};$ $V_{GS} = 10\text{ V}; R_{GS} = 50\ \Omega; T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	-	-	200	mJ



APPENDICE B

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60046-S

IR2104(S) & (PbF)

HALF-BRIDGE DRIVER

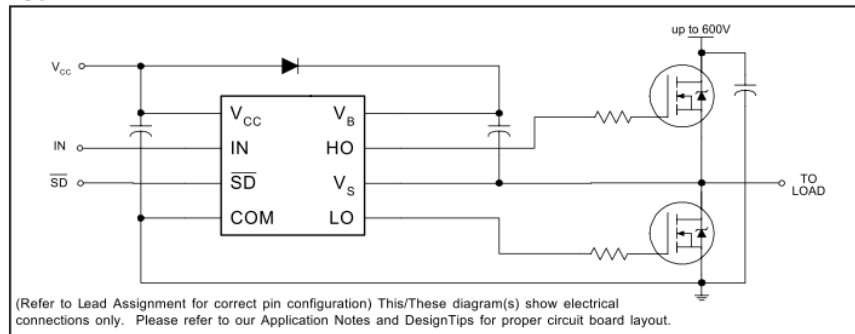
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Shut down input turns off both channels
- Matched propagation delay for both channels
- Also available LEAD-FREE

Description

The IR2104(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates from 10 to 600 volts.

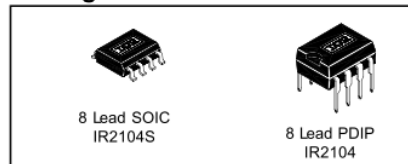
Typical Connection



Product Summary

V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-}	130 mA / 270 mA
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	680 & 150 ns
Deadtime (typ.)	520 ns

Packages



IR2104(S)&(PbF)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V_B	High side floating absolute voltage	-0.3	625	V	
V_S	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$		
V_{HO}	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$		
V_{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	-0.3	25		
V_{LO}	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
V_{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
dV_S/dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	(8 lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 lead SOIC)	—	0.625	
R_{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(8 lead PDIP)	—	125	$^\circ\text{C/W}$
		(8 lead SOIC)	—	200	
T_J	Junction temperature	—	150	$^\circ\text{C}$	
T_S	Storage temperature	-55	150		
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	0	V_{CC}	
T_A	Ambient temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to $-V_{BS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 15V$, $C_L = 1000 \text{ pF}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	—	680	820	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	—	150	220		$V_S = 600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	—	160	220		
t_r	Turn-on rise time	—	100	170		
t_f	Turn-off fall time	—	50	90		
DT	Deadtime, LS turn-off to HS turn-on & HS turn-on to LS turn-off	400	520	650		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	60		

Static Electrical Characteristics

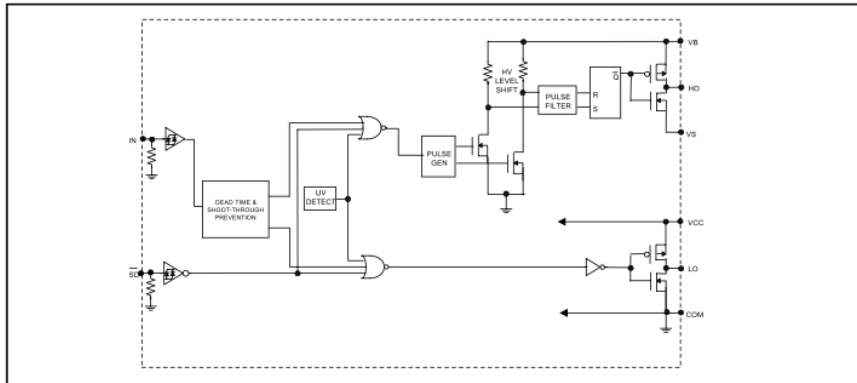
$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 15V$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" (HO) & Logic "0" (LO) input voltage	3	—	—	V	$V_{CC} = 10V \text{ to } 20V$
V_{IL}	Logic "0" (HO) & Logic "1" (LO) input voltage	—	—	0.8		$V_{CC} = 10V \text{ to } 20V$
$V_{SD,TH+}$	SD input positive going threshold	3	—	—		$V_{CC} = 10V \text{ to } 20V$
$V_{SD,TH-}$	SD input negative going threshold	—	—	0.8		$V_{CC} = 10V \text{ to } 20V$
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	100	mV	$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	—	—	100		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	—	30	55		$V_{IN} = 0V \text{ or } 5V$
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	—	150	270		$V_{IN} = 0V \text{ or } 5V$
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	—	3	10		$V_{IN} = 5V$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	—	—	1		$V_{IN} = 0V$
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	8	8.9	9.8	V	
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	7.4	8.2	9		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	130	210	—	mA	$V_O = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	270	360	—		$V_O = 15V$ $PW \leq 10 \mu s$

IR2104(S)&(PbF)

International
IR Rectifier

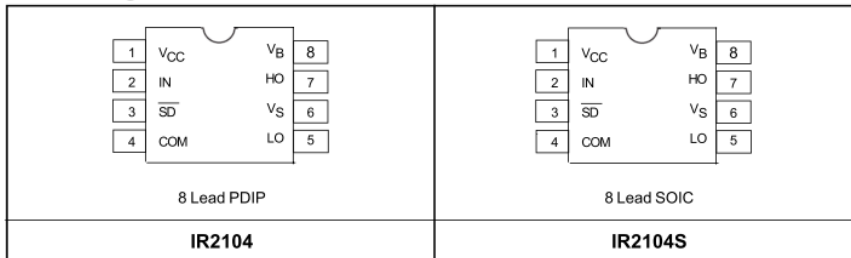
Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
IN	Logic input for high and low side gate driver outputs (HO and LO), in phase with HO
SD	Logic input for shutdown
VB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VS	High side floating supply return
VCC	Low side and logic fixed supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



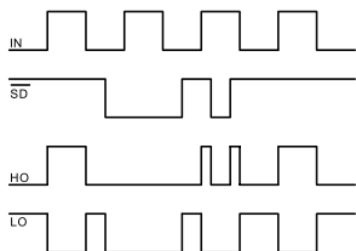


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

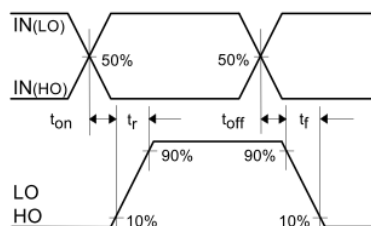


Figure 2. Switching Time Waveform Definitions

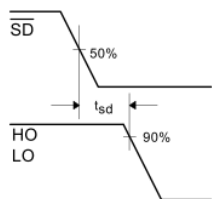


Figure 3. Shutdown Waveform Definitions

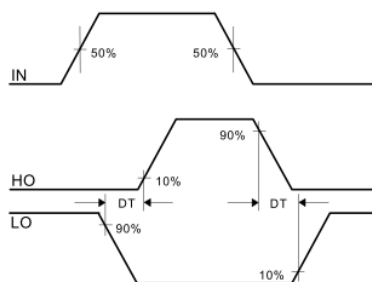


Figure 4. Deadtime Waveform Definitions

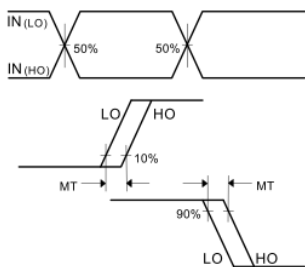


Figure 5. Delay Matching Waveform Definitions

APÊNCIDE C

Bulletin PD-20746 rev. F 02/04

International
IR Rectifier

8ETH06
8ETH06S
8ETH06-1
8ETH06FP

Hyperfast Rectifier

Features

- Hyperfast Recovery Time
- Low Forward Voltage Drop
- Low Leakage Current
- 175°C Operating Junction Temperature
- 2500V insulation voltage Ⓢ
- UL E78996 approved 

$t_{rr} = 18\text{ns typ.}$
 $I_{F(AV)} = 8\text{Amp}$
 $V_R = 600\text{V}$

Description/ Applications

State of the art Hyperfast recovery rectifiers designed with optimized performance of forward voltage drop, Hyperfast recover time, and soft recovery.

The planar structure and the platinum doped life time control guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics.





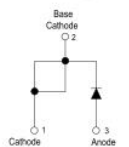
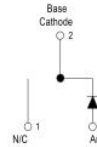
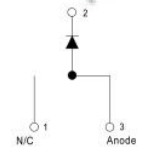
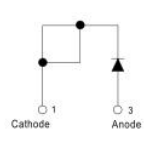
These devices are intended for use in PFC Boost stage in the AC-DC section of SMPS, inverters or as freewheeling diodes.

The IR extremely optimized stored charge and low recovery current minimize the switching losses and reduce over dissipation in the switching element and snubbers.

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Max	Units
V_{RRM} Peak Repetitive Reverse Voltage	600	V
$I_{F(AV)}$ Average Rectified Forward Current @ $T_C = 144^\circ\text{C}$ @ $T_C = 108^\circ\text{C}$ (FULLPACK)	8	A
I_{FSM} Non Repetitive Peak Surge Current @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (FULLPACK)	90 100	
I_{FM} Peak Repetitive Forward Current	16	
T_J, T_{STG} Operating Junction and Storage Temperatures	- 65 to 175	$^\circ\text{C}$

Case Styles

8ETH06	8ETH06S	8ETH06-1	8ETH06FP
			
			
TO-220AC	D ² PAK	TO-262	TO-220 FULLPACK

8ETH06, 8ETH06S, 8ETH06-1, 8ETH06FP

Bulletin PD-20746 rev. F 02/04

International
IOR Rectifier**Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)**

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
V _{BR} , V _F Breakdown Voltage, Blocking Voltage	600	-	-	V	I _R = 100μA
V _F Forward Voltage	-	2.0	2.4	V	I _F = 8A, T _J = 25°C
	-	1.3	1.8	V	I _F = 8A, T _J = 150°C
I _R Reverse Leakage Current	-	0.3	50	μA	V _R = V _R Rated
	-	55	500	μA	T _J = 150°C, V _R = V _R Rated
C _T Junction Capacitance	-	17	-	pF	V _R = 600V
L _S Series Inductance	-	8.0	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body

Dynamic Recovery Characteristics @ T_C = 25°C (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
t _{rr} Reverse Recovery Time	-	18	22	ns	I _F = 1A, di _F /dt = 100A/μs, V _R = 30V
	-	20	25		I _F = 8A, di _F /dt = 100A/μs, V _R = 30V
	-	25	-	A	T _J = 25°C
	-	40	-		T _J = 125°C
I _{RRM} Peak Recovery Current	-	2.4	-	A	T _J = 25°C
	-	4.8	-		T _J = 125°C
Q _{rr} Reverse Recovery Charge	-	25	-	nC	T _J = 25°C
	-	120	-		T _J = 125°C
t _{rr} Reverse Recovery Time	-	33	-	ns	I _F = 8A di _F /dt = 600A/μs V _R = 390V
I _{RRM} Peak Recovery Current	-	12	-	A	
Q _{rr} Reverse Recovery Charge	-	220	-	nC	

Thermal - Mechanical Characteristics

Parameters	Min	Typ	Max	Units
T _J Max. Junction Temperature Range	-	-	175	°C
T _{Stg} Max. Storage Temperature Range	-65	-	175	°C
R _{thJC} Thermal Resistance, Junction to Case	-	1.4	2	°C/W
	-	3.4	4.3	
R _{thJA} ① Thermal Resistance, Junction to Ambient	-	-	70	°C/W
R _{thCS} ② Thermal Resistance, Case to Heatsink	-	0.5	-	°C/W
Weight	-	2.0	-	g
	-	0.07	-	(oz)
Mounting Torque	6.0	-	12	Kg-cm
	5.0	-	10	lbf.in

① Typical Socket Mount

② Mounting Surface, Flat, Smooth and Greased

APÊNDICE D



L7800 SERIES

POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

- n OUTPUT CURRENT TO 1.5A
- n OUTPUT VOLTAGES OF 5; 5.2; 6; 8; 8.5; 9; 10; 12; 15; 18; 24V
- n THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- n SHORT CIRCUIT PROTECTION
- n OUTPUT TRANSITION SOA PROTECTION

DESCRIPTION

The L7800 series of three-terminal positive regulators is available in TO-220, TO-220FP, TO-220FM, TO-3 and D²PAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltage and currents.

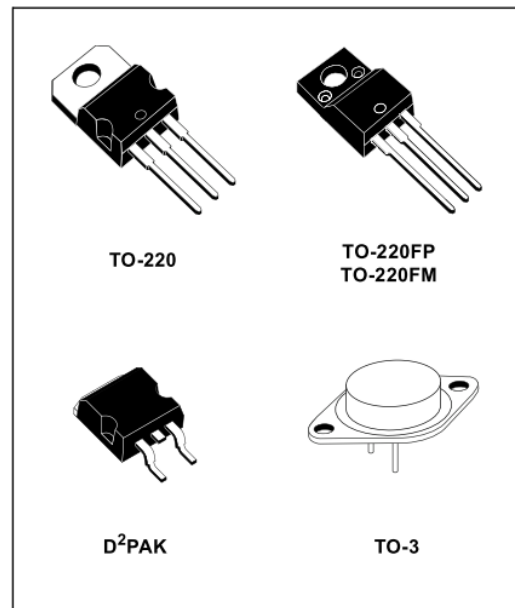
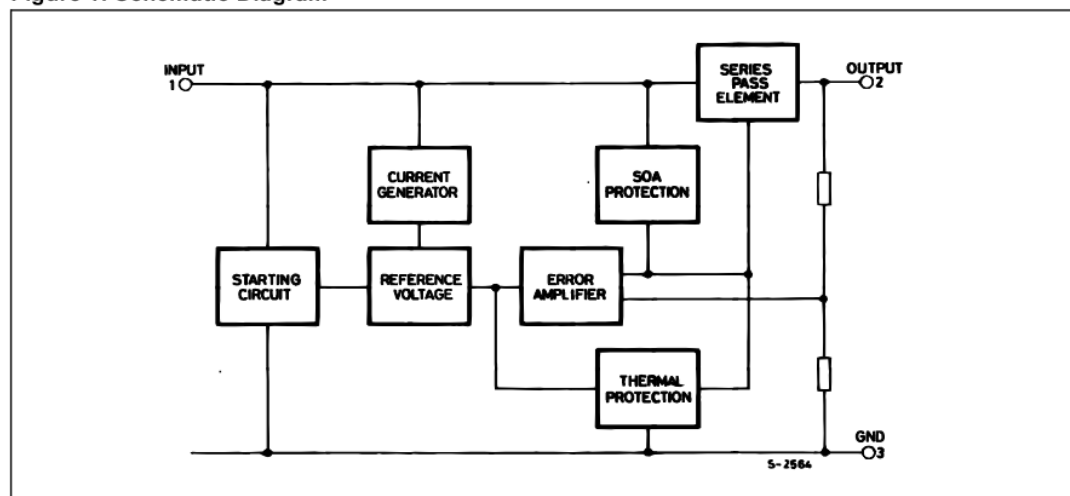


Figure 1: Schematic Diagram



L7800 SERIES

Figure 3: Connection Diagram (top view)

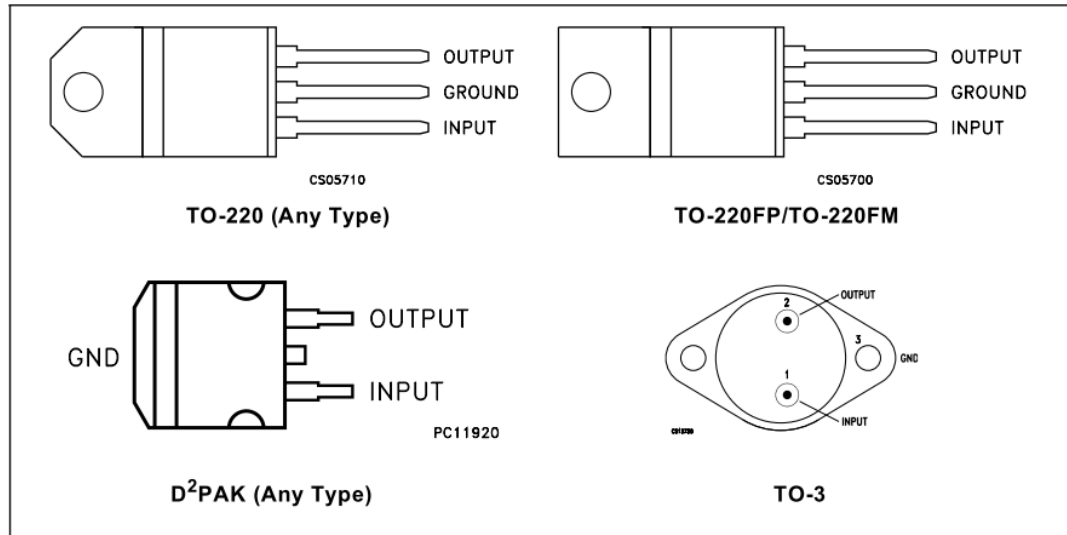


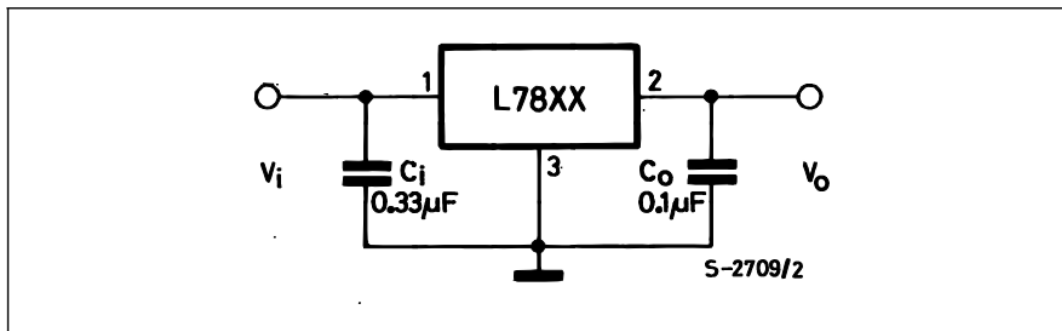
Table 3: Order Codes

TYPE	TO-220 (A Type)	TO-220 (C Type)	TO-220 (E Type)	D ² PAK (A Type) (*)	D ² PAK (C Type) (T & R)	TO-220FP	TO-220FM	TO-3
L7805								L7805T
L7805C	L7805CV	L7805C-V	L7805CV1	L7805CD2T	L7805C-D2TR	L7805CP	L7805CF	L7805CT
L7852C	L7852CV			L7852CD2T		L7852CP	L7852CF	L7852CT
L7806								L7806T
L7806C	L7806CV	L7806C-V		L7806CD2T		L7806CP	L7806CF	L7806CT
L7808								L7808T
L7808C	L7808CV	L7808C-V		L7808CD2T		L7808CP	L7808CF	L7808CT
L7885C	L7885CV			L7885CD2T		L7885CP	L7885CF	L7885CT
L7809C	L7809CV	L7809C-V		L7809CD2T		L7809CP	L7809CF	L7809CT
L7810C	L7810CV			L7810CD2T		L7810CP		
L7812								L7812T
L7812C	L7812CV	L7812C-V		L7812CD2T		L7812CP	L7812CF	L7812CT
L7815								L7815T
L7815C	L7815CV	L7815C-V		L7815CD2T		L7815CP	L7815CF	L7815CT
L7818								L7818T
L7818C	L7818CV			L7818CD2T		L7818CP	L7818CF	L7818CT
L7820								L7820T
L7820C	L7820CV			L7820CD2T		L7820CP	L7820CF	L7820CT
L7824								L7824T
L7824C	L7824CV			L7824CD2T		L7824CP	L7824CF	L7824CT

(*) Available in Tape & Reel with the suffix "-TR".

L7800 SERIES

Figure 4: Application Circuits



TEST CIRCUITS

Figure 5: DC Parameter

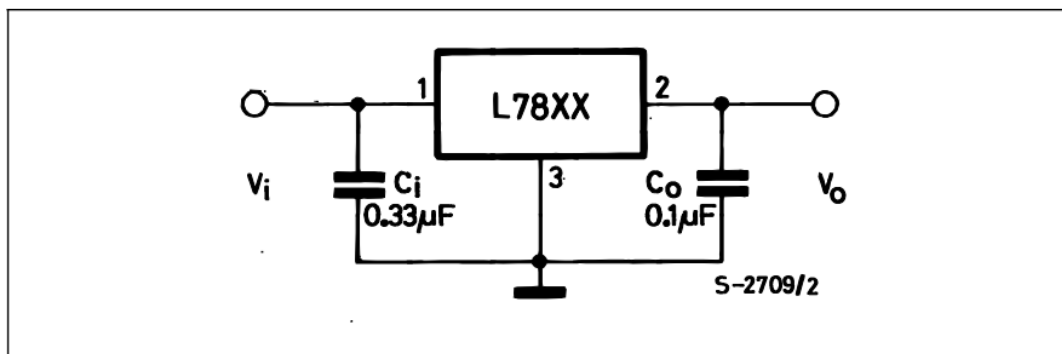
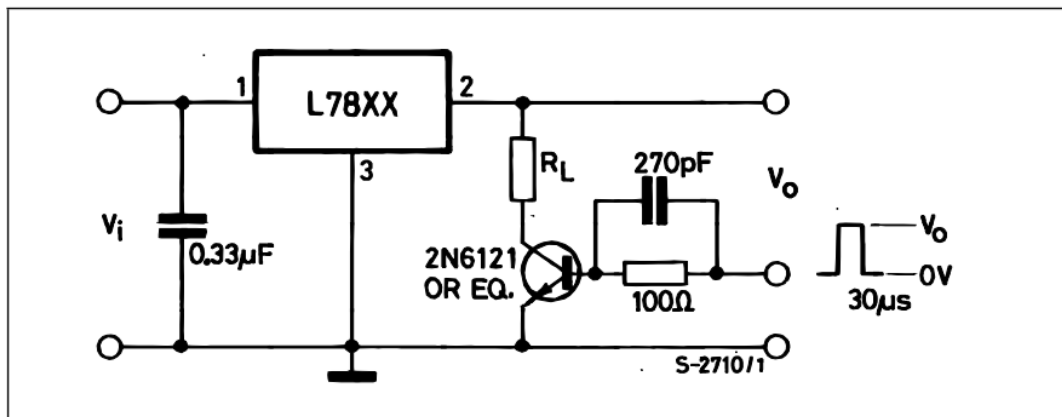


Figure 6: Load Regulation



ANEXO A

```
function DD = mppt(P,DDold,delta)
global flag
global up
global Pold

DD=DDold;

if(abs(P)<0.1)
    if (DD<0.999-2*delta)DD=DDold+delta;end

else
    if (up==1)
        if (P>=Pold)
            DD=DDold+delta;
        else
            DD=DDold-delta;
            up=0;
        end
    else if (P>=Pold) DD=DDold-delta;
        else DD=DDold+delta;
            up=1;
        end
    end
end

if(DD>=1)DD=0.999;end
if(DD<=0)DD=0.001;end

Pold=P;
```

ANEXO B

```
#include <TimerOne.h>

int variavel = 1;

// Variáveis para medir tensão
#define AMOSTRAS 50
float aRef=5;
float relacao=6;
float tensao=0;
float tensaoReal=0;
float Vsaida = 0;
float Ventrada = 0;

// Variáveis para medir corrente

int sensorPin =A7;
int sensorValue_aux = 0;
float sensorValue = 0;
float currentValue = 0;
float voltsporUnidade = 0.004887586;

// MPPT

float dutyCycle = 0.7;
float deltaD = 0.01;
float P1 = 0;
float P2 = 0;
int verifica = 1;
int inicio = 1;
```

```

void setup()
{
  pinMode(sensorPin, INPUT);
  Serial.begin(38400);
  pinMode(9, OUTPUT);          // Saída PWM
  Timer1.initialize(50);      // Frequência de 20 kHz
  Timer1.pwm(9,dutyCycle*1024);
}

float leTensao(int pin) {
  float total=0;
  for (int i=0; i<AMOSTRAS; i++) {
    total += 1.0 * analogRead(pin);
    delay(1);
  }
  total = total / (float)AMOSTRAS;
  tensao = (total*aRef)/1024;
  tensaoReal = tensao*relacao;
}

float leCorrente() {
  for(int i=100; i>0; i--){
    sensorValue_aux = (analogRead(sensorPin) -512);
    sensorValue += pow(sensorValue_aux,2);      // somam os quadrados das leituras.
  }
  sensorValue = (sqrt(sensorValue/ 125)) * voltsporUnidade; // Converte para Volts
  currentValue = (sensorValue/0.066); // Calcula a corrente considerando a sensibilidade
  // Ajustes de corrente
  if (currentValue >0.2) currentValue = currentValue - 0.1;
  if (currentValue >0.5) currentValue = currentValue - 0.1;
  if (currentValue >1) currentValue = currentValue - 0.1;
  if (currentValue >1.5) currentValue = currentValue - 0.15;
  sensorValue =0;
}

```

```

}

void loop()
{
  Ventrada = leTensao(A4);          // Lê a tensão de entrada
  Vsaida = leTensao(A5);           // Lê a tensão de Saída
  // Ajustes de tensão
  if(Ventrada>17) Ventrada = Ventrada + 0.5;
  if(Ventrada>18.5) Ventrada = Ventrada + 0.5;
  if(Ventrada>19.5) Ventrada = Ventrada + 0.5;
  if(Ventrada>20.5) Ventrada = Ventrada + 0.5;
  leCorrente();                    // Lê a corrente
  if(Vsaida>Ventrada) {
    Timer1.pwm(9,0);
    variavel = 0;
  }
  else variavel = 1;
  if(variavel=1) {
    if (inicio=1){
      P1 = currentValue*Vsaida;
      inicio=0;
    }
    if(verifica=1) {
      dutyCycle = dutyCycle + deltaD;
      if(dutyCycle>0.995) dutyCycle = 0.99;
    }
    if(verifica=0) dutyCycle = dutyCycle - deltaD;
    delay(100);
    Timer1.pwm(9,dutyCycle*1024);
    Ventrada = leTensao(A4);
    Vsaida = leTensao(A5);
    if(Ventrada>17) Ventrada = Ventrada + 0.5;
    if(Ventrada>18.5) Ventrada = Ventrada + 0.5;
  }
}

```



```
if(Ventrada>19.5) Ventrada = Ventrada + 0.5;
if(Ventrada>20.5) Ventrada = Ventrada + 0.5;
leCorrente();
P2 = (currentValue*Vsaida);
if (P2<P1){
    verifica = verifica*(-1);
}
else P1=P2;
}
Serial.print("Vsaida: ");
Serial.println(Vsaida);
delay(50);
Serial.print("Ventrada: ");
Serial.println(Ventrada);
delay(50);
Serial.print("Isaida: ");
Serial.println(currentValue);
delay(50);
}
```