

PEDRO YAGO BRIZOTI MARQUEZINI

**MODELAGEM DINÂMICA DE UM CONVERSOR BUCK PARA APLICAÇÃO EM POSTE
DE ILUMINAÇÃO AUTOSSUFICIENTE**

PEDRO YAGO BRIZOTI MARQUEZINI

MODELAGEM DINÂMICA DE UM CONVERSOR BUCK PARA APLICAÇÃO EM POSTE
DE ILUMINAÇÃO AUTOSSUFICIENTE

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Campus de Guaratinguetá - Universidade Estadual Paulista como parte dos requisitos para a obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

Coorientador: Eng. Guilherme A. Escudeiro

Marquezini, Pedro Yago Brizoti
M357m Modelagem dinâmica de um conversor buck para aplicação em poste
de iluminação autossuficiente / Pedro Yago Brizoti Marquezini –
Guaratinguetá, 2017.
58 f : il.
Bibliografia: f. 55

Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica – Universidade
Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, 2017.
Orientador: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino
Coorientador: Eng. Guilherme Alves Escudeiro

1. Células fotoelétricas. 2. Capacitadores. 3. Conversores de corrente
elétrica. I. Título.

CDU 621.383.5


Luciana Máximo

Bibliotecária/CRB-8 3595

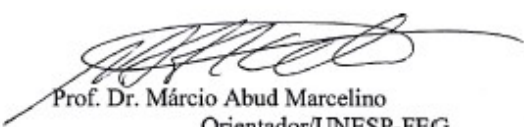
PEDRO YAGO BRIZOTI MARQUEZINI

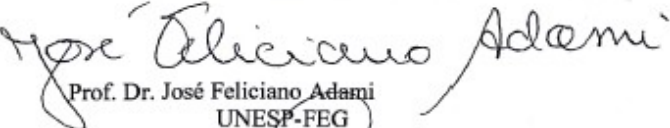
ESTE TRABALHO DE GRADUAÇÃO FOI JULGADO ADEQUADO COMO
PARTE DO REQUISITO PARA A OBTENÇÃO DO DIPLOMA DE
GRADUADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO DE
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Prof. Dr. Leonardo Mesquita
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino
Orientador/UNESP-FEG


Prof. Dr. José Feliciano Adami
UNESP-FEG


Prof. Dr. Fernando Ribeiro Filadelfo
UNESP-FEG

Dezembro 2017

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, pela força e perseverança concedidas para a realização deste trabalho,

aos meus Pais pelo apoio incondicional durante toda a graduação,

ao meu orientador, Márcio Abud Marcelino, que durante dois anos me providenciou conhecimento e confiança necessárias para a realização deste trabalho,

à minha segunda família, a minha república em Guaratinguetá que, durante toda a graduação me proporcionou suporte nos felizes e tristes momentos,

aos grandes amigos de Santa Adélia da Turma do Iete.

aos amigos do Laboratório de Plasma da UNESP, André Laraia, Diego Reis e em especial ao meu orientador de iniciação científica, Milton Kayama.

e a todos os funcionários e professores da FEG-UNESP.

Em especial os colegas de classe da turma de 2012, George, Amanda, Paulo, Danilo, Lucas.

*The present only is our own,
So live, love, toil with a will.
Place no Faith in "Tomorrow",
For the clock may then be still.
(Robert H. Smith).*

RESUMO

O presente trabalho propõe uma nova alternativa para o armazenamento de energia provinda de células fotovoltaicas, usando como elemento armazenador ultracapacitores, e como interface entre o painel fotovoltaico e o elemento armazenador de energia, especificou-se um conversor de potência chaveado *buck* para o controle da potência advinda do painel e ajuste de tensão, utilizando algoritmos que buscam uma configuração ótima de conversão. Buscou-se, através de pesquisa bibliográfica, projetar um sistema eficiente, respeitando os limites que a célula fotovoltaica impõe, pois a carga em questão, diferente dos sistemas normalmente propostos, não utiliza uma bateria, que precisa de carga lenta devido à resistência série, e sim um módulo de ultracapacitores que possui maior densidade de potência. Fez-se uma análise do comportamento dinâmico do conversor de potência aproximando-o de uma função contínua para a adaptação no sistema e a definição de parâmetros. Os resultados foram comprovados por meio de simulação computacional utilizando o software *MatLAB*.

PALAVRAS-CHAVE : Células Fotovoltaicas. Ultracapacitores. Conversores DC/DC.

ABSTRACT

This work shows a new alternative on the harvesting of energy provided by photovoltaic cells, where ultracapacitors are used as charging elements, instead of batteries. As an interface between the photovoltaic cells and the charging element this work shows a step down power converter, known as buck converter, to control the power that comes from the cells and adjust it to the ultracapacitor module. Through research it was intended to project a system that comply with all limitations of each individual element, once the load of this system is an ultracapacitor and not a battery. The dynamic analysis of the power converter was provided and it was treated as a continuous function, to then, find optimal conversion points. The result were carried out using computational simulation in the MatLAB software.

KEYWORDS: Photovoltaic Cells. Ultracapacitors. DC-DC Converters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Taxonomia geral dos ultracapacitores.....	17
Figura 2.2 – Estrutura Física de um Ultracapacitor.....	18
Figura 2.3 – Gráfico de Ragone de dispositivos armazenadores.....	19
Figura 2.4 – Gráfico de Ragone mais atualizado.....	20
Figura 2.5 – Modelo elétrico do ultracapacitor.....	20
Figura 3.1 – Silício dopado com Fósforo e Boro.....	23
Figura 3.2 – Campo elétrico formado numa célula fotovoltaica.....	23
Figura 3.3 – Célula, Módulo e Pannel Fotovoltaico.....	23
Figura 3.4 – Modelo simplificado da célula fotovoltaica.....	24
Figura 3.5 – Curva $I \times V$ de uma célula fotovoltaica de Silício.....	25
Figura 3.6 – $P \times V$ de uma célula fotovoltaica de Silício.....	25
Figura 3.7 – Diodo de bloqueio.....	26
Figura 3.8 – Diodo de <i>bypass</i>	27
Figura 4.1 – Conversor <i>buck</i> com carga resistiva.....	28
Figura 4.2 – Momento ligado do conversor <i>buck</i>	29
Figura 4.3 – Momento desligado do conversor <i>buck</i>	29
Figura 4.4 – Conversor <i>buck</i> síncrono.....	31
Figura 4.5 – Corrente no indutor.....	31
Figura 4.6 – Circuito utilizado para a análise dinâmica.....	34
Figura 4.7 – Momento ligado do conversor.....	35
Figura 4.8 – Momento desligado do conversor.....	35
Figura 5.1 – Topologia do sistema de armazenamento de energia.....	40
Figura 5.2 – Variação de Energia e tensão em um ultracapacitor.....	42
Figura 5.3 – Tempo do pico de corrente relacionado ao ciclo de trabalho.....	47
Figura 6.1 – Eficiência das topologias do conversor <i>buck</i>	48
Figura 6.2 – Diagrama de simulação no <i>Simulink</i>	49
Figura 6.3 – Corrente no ultracapacitor com ciclo de trabalho fixo.....	50
Figura 6.4 – Tensão no ultracapacitor com ciclo de trabalho fixo.....	50
Figura 6.5 – Corrente no ultracapacitor com tensão constante no painel fotovoltaico.....	51
Figura 6.6 – Tensão no ultracapacitor com tensão constante no painel fototovoltaico.....	51

Figura 6.7 – Corrente no Ultracapacitor usando o algoritmo MPPT.....	52
Figura 6.8 – Tensão no Ultracapacitor com algoritmo MPPT.....	53
Figura 6.9 – Tensão no Pannel Fotovoltaico.....	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparação de quesitos entre dispositivos armazenadores de energia.....	19
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PWM - *Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulso

MPPT - *Maximum Power Point Tracking* - Rastreamento do ponto de máxima potência

CRESESB - Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* - Transistor de Efeito Metal Óxido Semicondutor.

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância [F]
D	Ciclo de Trabalho [adimensional]
E	Energia [J]
ΔE	Energia Aproveitável [J]
f_{sw}	Frequência de chaveamento [Hz]
L	Indutância [H]
P	Potência [W]
R	Resistência [Ω]
T	Período [s]
t_{on}	Tempo ligado [s]
t_{off}	Tempo desligado [s]
V_1	Tensão de entrada do conversor [V]
$R_{1,2}$	Resistência associada ao MOSFET [Ω]
R_L	Resistência associada ao indutor [Ω]
V_C	Tensão no capacitor [V]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	14
1.1	OBJETIVO.....	14
1.2	JUSTIFICATIVA.....	14
1.3	ESTADO DA ARTE.....	14
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	14
2	ULTRACAPACITORES.....	16
2.1	CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS.....	16
2.2	TIPOS DE ULTRACAPACITORES.....	16
2.2.1	Pseudocapacitores.....	16
2.2.2	Capacitores cerâmicos de alta tensão.....	17
2.2.3	Capacitores de camada dupla.....	17
2.3	COMPARAÇÃO COM OUTROS DISPOSITIVOS ARMAZENADORES.....	18
2.4	CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO ULTRACAPACITOR.....	20
3	CÉLULAS FOTOVOLTAICAS.....	22
3.1	CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS.....	22
3.2	MODELO MATEMÁTICO DA CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	24
3.3	CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DA CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	24
4	CONVERSOR BUCK.....	28
4.1	CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS.....	28
4.2	FUNCIONAMENTO.....	28
4.3	TOPOLOGIAS.....	30
4.4	CÁLCULO DOS PARÂMETROS.....	31
4.5	ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR BUCK.....	34
4.5.1	Métodos de espaço de estados.....	34
4.5.2	Resposta transiente do conversor <i>buck</i>	39
5	IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA.....	40
5.1	TOPOLOGIA GERAL.....	41
5.2	CONTROLADOR MPPT.....	41
5.3	DIMENSIONAMENTO DO ULTRACAPACITOR.....	41
5.4	DIMENSIONAMENTO DO PAINEL FOTOVOLTAICO.....	43

5.5	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR BUCK.....	43
6	RESULTADOS.....	48
6.1	COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS DO CONVERSOR BUCK.....	48
6.2	SIMULAÇÃO DO CARREGAMENTO DO ULTRACAPACITOR.....	49
7	CONCLUSÕES.....	54
	REFERÊNCIAS.....	55
	ANEXO A - ALGORITMO MPPT.....	57

1 INTRODUÇÃO

1.1 OBJETIVO

O presente trabalho busca desenvolver um sistema de conversão de potência, que utiliza energia advinda de um painel fotovoltaico para carregar um módulo de ultracapacitores.

1.2 JUSTIFICATIVA

Com a utilização de células fotovoltaicas pode-se criar sistemas autônomos, não conectados à rede de energia elétrica, mas um dos grandes desafios ainda é o armazenamento de energia. Normalmente, utiliza-se baterias para este fim e, mesmo estas sendo um material muito estudado, ainda apresentam deficiências, como a baixa densidade de potência, grande necessidade de manutenção, baixo tempo de vida e a nocividade da sua composição química para a natureza quando descartada.

1.3 ESTADO DA ARTE

O presente trabalho tem objetivos semelhante a trabalhos já realizados, como visto em Navarro, Costa e Marcelino (2015) e ao pedido de patente depositado junto ao INPI, em 2014, como visto em Marcelino (2016). Uma das contribuições deste trabalho foi a partir do que foi mostrado em Navarro, Costa e Marcelino (2015), que conclui a necessidade de um resistor em série com o indutor do circuito conversor, estudar o comportamento dinâmico do conversor para chegar a níveis mínimos de resistência série.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho se divide da seguinte forma:

O capítulo dois apresenta o dispositivo armazenador de energia elétrica, o ultracapacitor, mostrando seu modelo e sua comparação com baterias comuns.

O capítulo três introduz o conceito de células fotovoltaicas e seu funcionamento.

O capítulo quatro apresenta o conversor de potência *buck* utilizado para conectar a fonte de energia ao elemento armazenador, mostrando sua topologia e equações para o estado contínuo e comportamento dinâmico.

O capítulo cinco explica o funcionamento do sistema, uma vez que os elementos foram apresentados individualmente, a conexão entre eles é explicada e os parâmetros referentes ao elemento armazenador, fonte de energia e conversor de potência são definidos.

O capítulo seis apresenta os resultados obtidos pelo sistema por meio de simulações utilizando para isso o software *MatLAB/Simulink*.

O capítulo sete apresenta a conclusão final sobre o projeto e apresenta propostas para estudos futuros correlacionados ao trabalho.

2 ULTRACAPACITORES

Neste capítulo o conceito de ultracapacitor foi introduzido, incluindo seu funcionamento e sua aplicação no presente trabalho.

2.1 CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS

Os ultracapacitores são dispositivos armazenadores de energia que, semelhantemente aos capacitores normais, armazenam energia na forma de campo elétrico. As principais diferenças entre capacitores normais e os ultracapacitores estão nos quesitos de densidade de capacitância (F/cm^3) e na densidade de energia (kJ/cm^3), que são apresentados de maneira muito superior no ultracapacitor (GRBOVIC, 2014).

2.2 TIPOS DE ULTRACAPACITORES

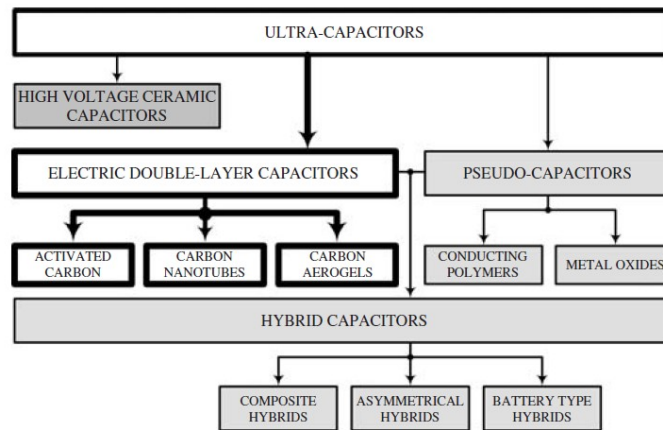
Os capacitores em geral podem ser divididos em três grupos: eletrostáticos, eletrolíticos e eletroquímicos. O ultracapacitor é apenas um outro nome para capacitores eletroquímicos. Já os ultracapacitores podem, primordialmente, ser divididos em outros três grupos: capacitores de camada dupla, pseudocapacitores e capacitores cerâmicos de alta tensão. Há ainda outras subdivisões de ultracapacitores, relacionadas ao material utilizado, como apresenta a Figura 2.1.

Neste trabalho, o dispositivo usado é o capacitor de camada dupla, mas a mérito de comparação, uma breve explicação sobre os três tipos de ultracapacitores é apresentada.

2.2.1 PSEUDOCAPACITORES

Os pseudocapacitores são dispositivos de armazenamento de energia que utilizam a transferência de carga elétrica na superfície entre eletrodo e eletrólito. Se comparados com os capacitores de camada dupla apresentam maior densidade específica de energia (kJ/cm^3), mas menor densidade de potência (W/cm^3). Há uma possibilidade de combinação entre um pseudocapacitor e um capacitor de camada dupla, possibilitando assim atingir ótimos valores de densidade específica de energia e densidade de potência.

Figura 2.1 – Taxonomia geral dos ultracapacitores.



Fonte: Grbovic (2014)

2.2.2 CAPACITORES CERÂMICOS DE ALTA TENSÃO

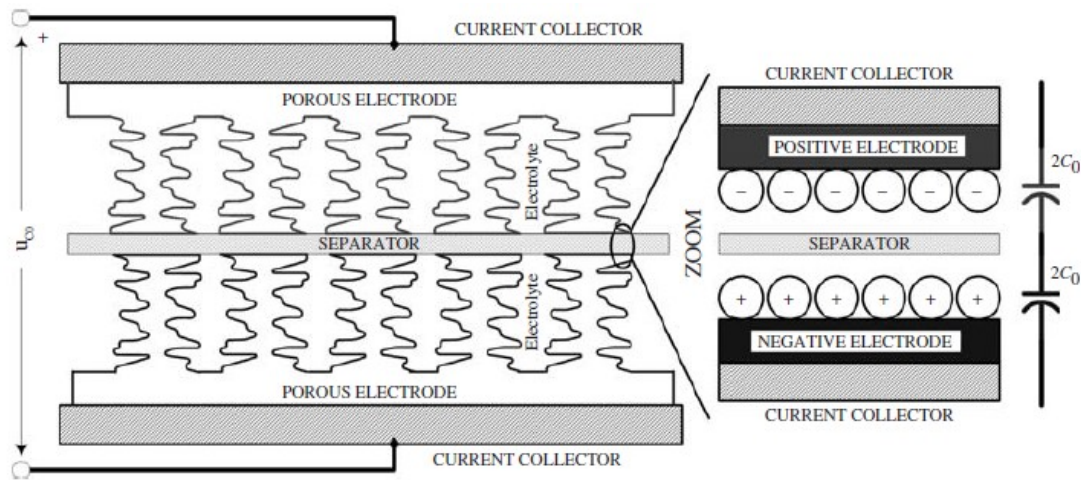
Os capacitores cerâmicos de alta tensão são usados para o armazenamento de energia, mas somente em ambientes de alta tensão. Possuem uma grande densidade de capacitância e baixa degradação com o tempo. Suas desvantagens residem na grande perda de calor devido à alta intensidade do campo elétrico, o que implica em baixa confiabilidade e comportamento instável (SHOUTIAN, 1993).

2.2.3 CAPACITORES DE CAMADA DUPLA

O capacitor de camada dupla consiste em um dispositivo que contém dois eletrodos separados por uma membrana porosa chamada de separador. Os eletrodos são compostos, normalmente, de carbono ativado ou nanotubos de carbono. A área específica da superfície destes eletrodos pode ser, em média, $2000 \text{ m}^2/\text{g}$. Esta enorme área específica combinada com camadas muito finas de cargas, sendo estas na ordem de nanômetros, podem gerar capacitâncias específicas de até 250 F/g (GRBOVIC, 2014).

A construção física de um ultracapacitor pode ser observada na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Estrutura Física de um Ultracapacitor.



Fonte: Grbovic (2014)

2.3 COMPARAÇÃO COM OUTROS DISPOSITIVOS ARMAZENADORES

O dispositivo mais comum de armazenamento de energia elétrica é a bateria eletroquímica, que, apesar de ser um meio já estudado e de uso estabelecido no meio tecnológico, apresenta diversas desvantagens quando comparada ao ultracapacitor.

Primeiramente, o material do qual a bateria é composta, muitas vezes, pode ser nocivo quando descartado. As baterias são normalmente compostas de Lítio, Níquel e Cádmio, entre outros, e estes materiais apresentam certa escassez, aumentando assim seu preço, como é o caso do Lítio (SONOC, A ; JESWIET, J, 2014).

Outro motivo que deve ser considerado nesta análise é o da quantidade de ciclos de carga e recarga que estes dispositivos podem realizar. O ultracapacitor pode realizar em média um milhão de ciclos de carga e descarga, enquanto as baterias eletroquímicas, em média, mil ciclos. Nota-se então que, para aplicações que visam um longo prazo de utilização, o ultracapacitor oferece melhores características. A tabela 2.1 compara alguns quesitos entre baterias, capacitores e ultracapacitores.

Para uma melhor comparação entre os dispositivos armazenadores de energia elétrica pode-se usar o Gráfico de Ragone, que consiste em um gráfico que compara a densidade de energia e a densidade de potência. A Figura 2.3 apresenta o Gráfico de Ragone.

Tabela 2.1 – Comparação de quesitos entre dispositivos armazenadores de energia.

Quesito	Capacitores	Ultracapacitores	Baterias
Densidade de Energia (Wh/kg)	~0,1	1-10	~100
Densidade de Potência (kW/kg)	10^4	2-20	0,1-0,5
Número de Ciclos	10^{10}	10^6	$\sim 10^3$
Tempo de Vida (Anos)	~10	~15	~5

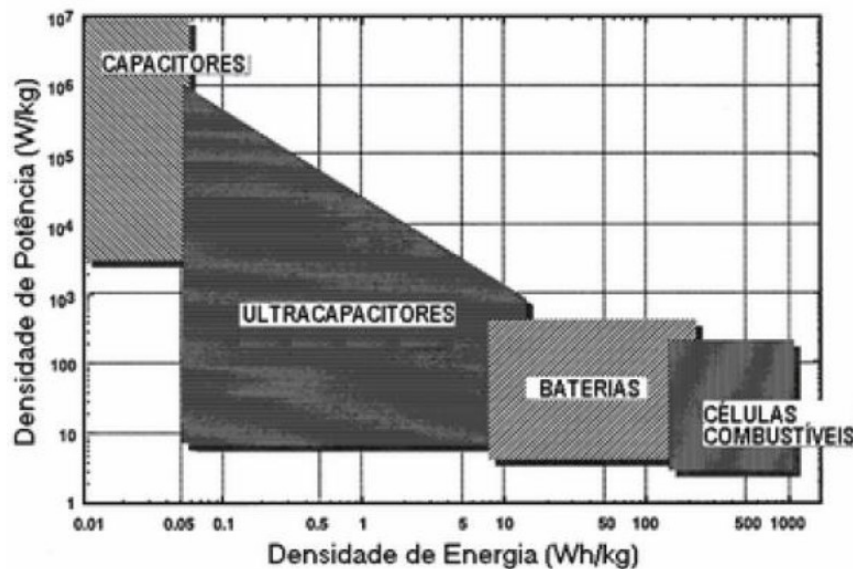
Fonte: Grbovic (2014)

Percebe-se que existe uma grande distância entre baterias e capacitores, portanto pode-se dizer que os ultracapacitores foram criados para preencher o espaço existente entre os mesmos. (NAVARRO; COSTA; MARCELINO, 2015).

A Figura 2.3 apresenta um gráfico que, embora didático, precisa ser atualizado, uma vez que este é datado no ano de 2000. Sendo assim, a mérito de comparação, apresenta-se um gráfico com os mesmos parâmetros na Figura 2.4.

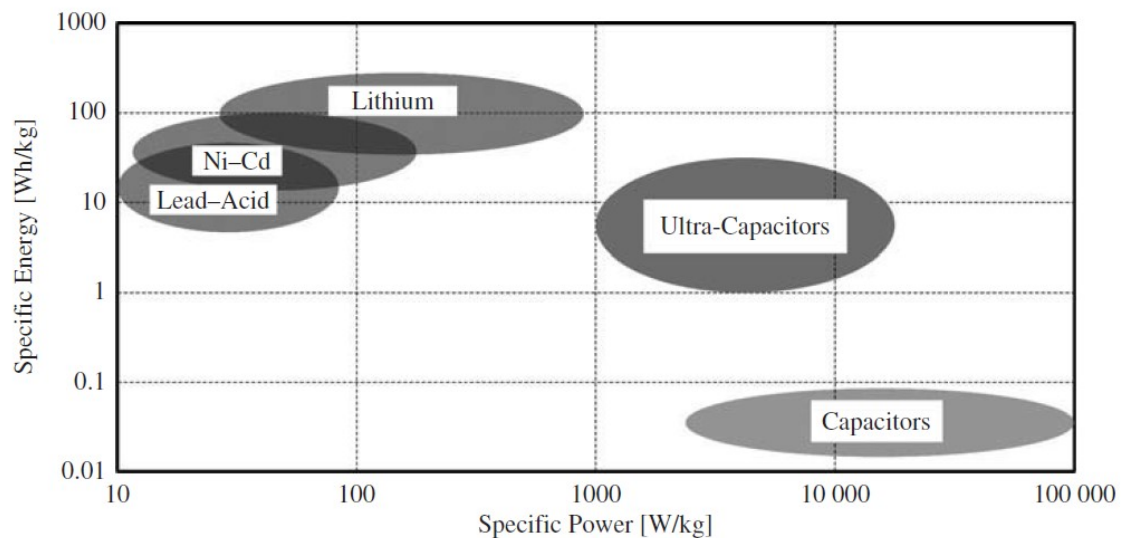
Na Figura 2.4 pode-se observar uma evolução da cobertura representada pelos ultracapacitores, sendo notadamente um campo que está em constante evolução.

Figura 2.3 – Gráfico de Ragone comparando dispositivos armazenadores.



Fonte: Kötz e Carlen (2000)

Figura 2.4 – Gráfico de Ragone mais atualizado.



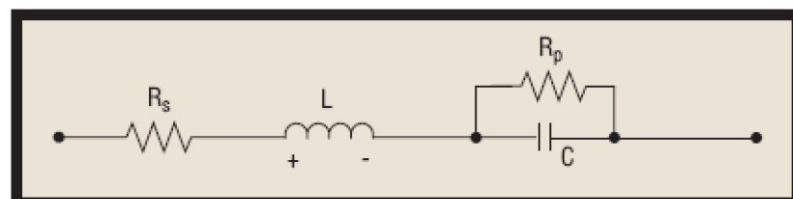
Fonte: Grbovic (2014)

Outro quesito relevante para o presente trabalho é o do custo do dispositivo de armazenamento de energia. Uma vez que o uso deste dispositivo pode ser feito de maneira extensiva, como infere a principal aplicação deste trabalho (o uso em postes autossuficientes), um estudo de custo pode ser realizado para demonstrar a escolha do ultracapacitor.

2.4 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO ULTRACAPACITOR

O circuito elétrico que representa o ultracapacitor está apresentado na Figura 2.5. Nota-se na figura a existência de uma resistência série R_s , uma indutância série L e, paralela à capacitância, uma resistência R_p . A resistência série pode ser desprezada pois é muito baixa, fator que difere nas baterias, onde esta é maior. A resistência paralela R_p é muito alta, o que garante que a carga permaneça por muito tempo no ultracapacitor (NAVARRO; COSTA; MARCELINO, 2015).

Figura 2.5 – Modelo elétrico do ultracapacitor.



Fonte: Marcelino (2014)

Para as deduções matemáticas presentes neste trabalho, o ultracapacitor será modelado como um capacitor simples, e sua energia será como mostra a equação 2.1, apenas com a capacitância considerada, não considerando os efeitos dos outros parâmetros da Figura 2.5, como a R_P , R_S e L . Já na simulação, que será apresentada em resultados deste trabalho, foi utilizado o modelo de ultracapacitor do *Simulink* (ESCUDEIRO; MARCELINO, 2017).

$$E = \frac{C \cdot V^2}{2} \quad (2.1)$$

3 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

Neste capítulo é introduzido o conceito de células fotovoltaicas, mostrando seu funcionamento, seu modelo matemático e suas vantagens apresentadas para a aplicação neste projeto.

3.1 CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS

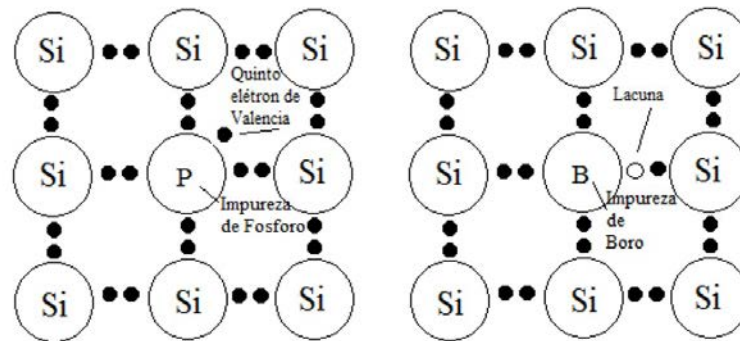
As células fotovoltaicas são dispositivos compostos por materiais semicondutores e apresentam a capacidade de converter energia solar em energia elétrica. O processo responsável pela conversão de energia pode ser explicado pela reação de fótons, provenientes da luz solar que incidem no material fotovoltaico, sendo absorvidos. Se a energia destes fótons for maior que a energia de banda do material, são criados lacunas livres e elétrons livres por excitação óptica. O fluxo de elétrons percorre o material constituindo uma densidade reversa de corrente, gerando assim energia elétrica.

Para que os elétrons, agora livres, após a incidência de fótons, possam percorrer o material e chegar à algum circuito externo, a fim de que este possa fornecer a energia, é necessário um campo elétrico interno para que o elétron livre não se recombine com outro ao longo do caminho. Uma das maneiras de se criar este campo elétrico é através da dopagem, que consiste na inserção de átomos na estrutura cristalina do semicondutor. (BUBE, 1998)

A Figura 3.1 apresenta uma estrutura cristalina de um material fotovoltaico composto de silício e dopados, respectivamente, com Fósforo e Boro. Nota-se que na estrutura dopada com Fósforo há elétrons livres, classificando este material como tipo N, e na estrutura dopada com Boro há lacunas, faltando assim elétrons, podendo então se classificar este material como tipo P (NAVARRO; COSTA; MARCELINO, 2015).

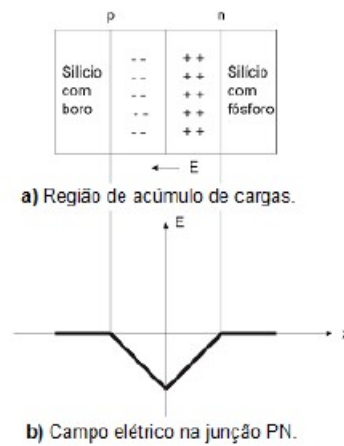
Na construção de uma célula fotovoltaica o material N e o P são associados de maneira a ter contato entre eles, ocorrendo a transmissão de elétrons, pois elétrons do material N encontram lacunas no material P. O equilíbrio é atingido quando há o aparecimento de uma barreira que impede a passagem de elétrons, formando um campo elétrico. A Figura 3.2 (a) apresenta a separação pelo campo elétrico e a Figura 3.2 (b) apresenta a variação do campo elétrico. A união de várias células fotovoltaicas forma um painel fotovoltaico, como apresentado na Figura 3.3.

Figura 3.1 – Silício dopado com Fósforo e Boro.



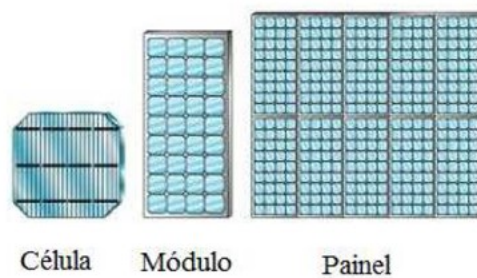
Fonte : Navarro; Costa; Marcelino (2015)

Figura 3.2 – Campo elétrico formado numa célula fotovoltaica.



Fonte: Cresesb (2008)

Figura 3.3 – Célula, Módulo e Painel Fotovoltaico

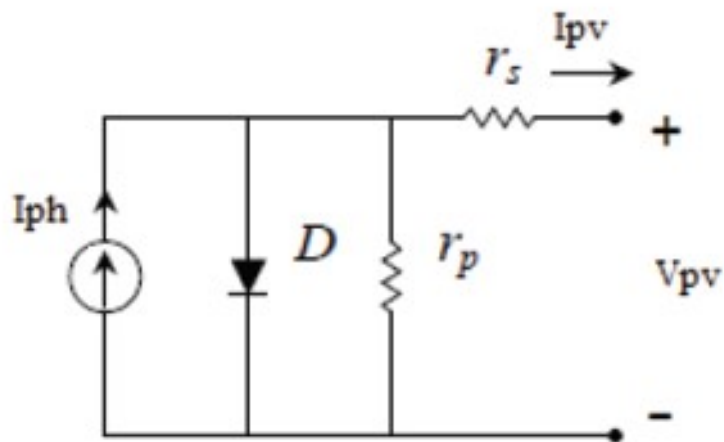


Fonte: Carvalho (2012)

3.2 MODELO MATEMÁTICO DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

A célula fotovoltaica pode ser modelada como na Figura 3.4. A fonte de corrente indicada por I_{ph} gera corrente diretamente proporcional à incidência solar. O diodo representado por D equivale à junção p-n que é formada pela construção da célula fotovoltaica. O resistor r_p representa as perdas entre as placas semicondutoras e o resistor r_s representa as perdas referentes aos contatos metálicos e destes para com o semicondutor.

Figura 3.4 – Modelo simplificado da célula fotovoltaica.



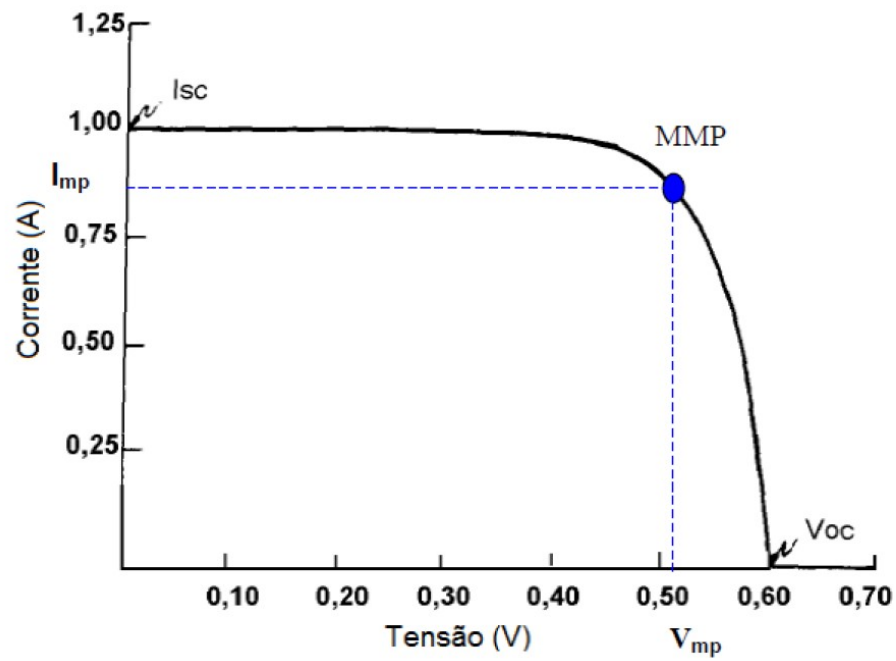
Fonte: Carvalho (2012)

3.3 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

A partir do circuito mostrado na Figura 3.4 pode-se verificar o comportamento da célula fotovoltaica em funcionamento, em termos de corrente e tensão. A Figura 3.5 apresenta o comportamento de uma célula fotovoltaica composta de Silício.

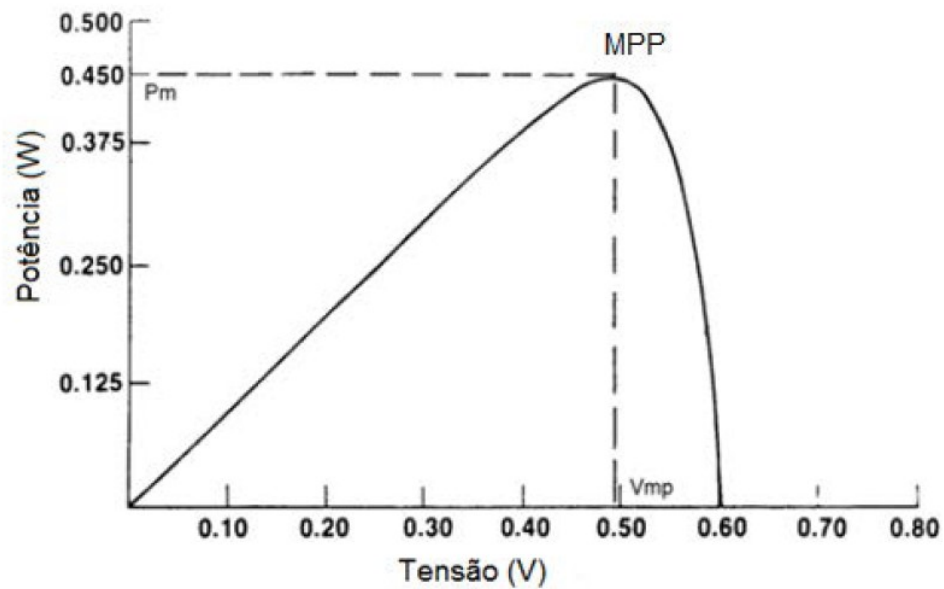
Notam-se os pontos que cruzam o gráfico da tensão e corrente na Figura 3.5. A corrente I_{SC} é a corrente de curto-circuito e, para obter este valor, é necessário colocar em curto a saída da célula fotovoltaica. Já a tensão representada por V_{OC} é a tensão de circuito aberto, sendo obtida quando se abre o circuito de saída da célula. A partir deste gráfico e de características intrínsecas da célula fotovoltaica pode-se obter o gráfico que representa a relação entre potência e tensão da célula, como mostra a Figura 3.6.

Figura: 3.5 – Curva I x V de uma célula fotovoltaica de Silício.



Fonte: Cresesb (2008)

Figura 3.6 – P x V de uma célula fotovoltaica de Silício.



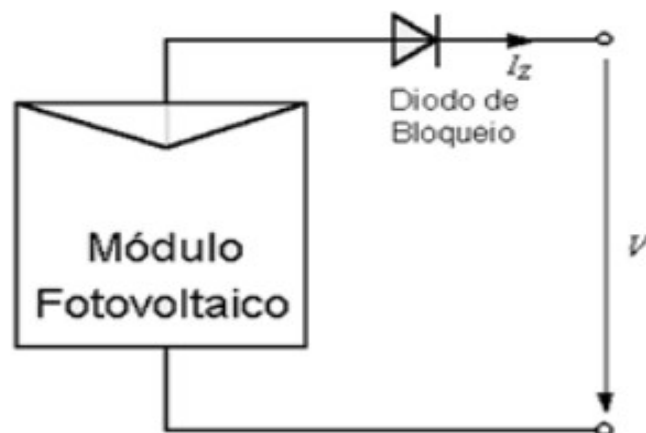
Fonte: Cresesb (2008)

Verifica-se na Figura 3.6 o ponto de máxima potência, indicado pelo MPP. Na região de subida da potência, antes do MPP, a célula se comporta como uma fonte de corrente. Já na parte após o MPP, onde a potência decresce, a célula se comporta como uma fonte de tensão (NAVARRO; COSTA; MARCELINO, 2015). Assim como mostrado neste trabalho, deve-se buscar uma configuração ótima de aproveitamento da energia proveniente da célula fotovoltaica. Pode-se realizar esta busca do ponto ótimo através de algoritmos que controlam a quantidade de energia da célula a ser fornecida de acordo com a luz incidente e/ou a partir da carga em questão.

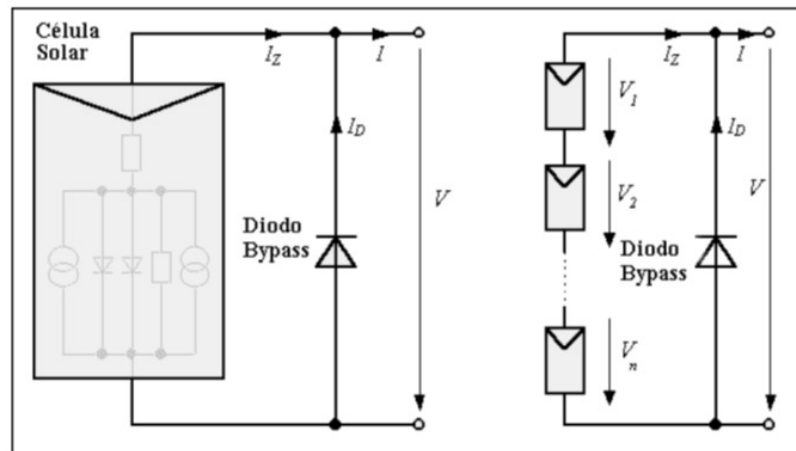
Levando em conta os aspectos construtivos do painel fotovoltaico, existem dois mecanismos de proteção elétrica presentes. O primeiro é o diodo de bloqueio, que tem a função de impedir a corrente reversa na célula fotovoltaica. A célula pode estar sujeita a esta situação quando ela carrega uma bateria e sua tensão, que é dependente da irradiação solar, pode, em determinado momento, ser mais baixa do que a da bateria, fazendo percorrer uma corrente reversa. A Figura 3.7 apresenta o diodo de bloqueio.

O segundo mecanismo a ser discutido é o diodo de *bypass*. Este diodo é colocado em paralelo à célula para que, em uma associação de módulos em série, o sistema todo não seja prejudicado por uma célula com um desempenho menor. A Figura 3.8 apresenta o mecanismo do diodo de *bypass*.

Figura 3.7 – Diodo de bloqueio



Fonte: Cresesb (2008)

Figura 3.8 – Diodo de *bypass*.

Fonte: Cresesb (2008)

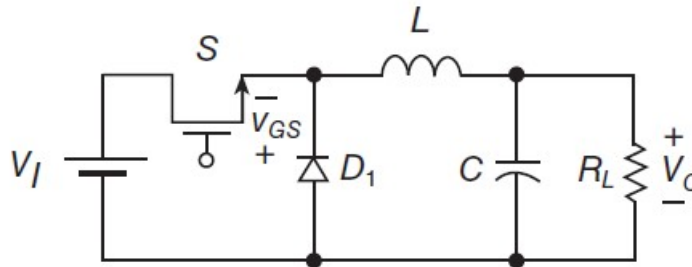
4 CONVERSOR BUCK

Neste capítulo é abordado o conceito do conversor *buck*, ou conversor *step-down*, assim como seus parâmetros e modelagem dinâmica.

4.1 CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS

O conversor *buck* é um conversor DC/DC chaveado, isto é, um conversor que utiliza-se da propriedade do chaveamento de dispositivos semicondutores, operando na região de corte e saturação, armazenando energia em componentes passivos, como indutores e capacitores. O conversor *buck* é utilizado quando é necessário converter uma certa tensão a um nível mais baixo. A Figura 4.1 apresenta um exemplo de conversor *buck* em sua maneira simplificada e tendo como carga um resistor.

Figura 4.1 – Conversor *buck* com carga resistiva.



Fonte : Kazimierzuk (2016)

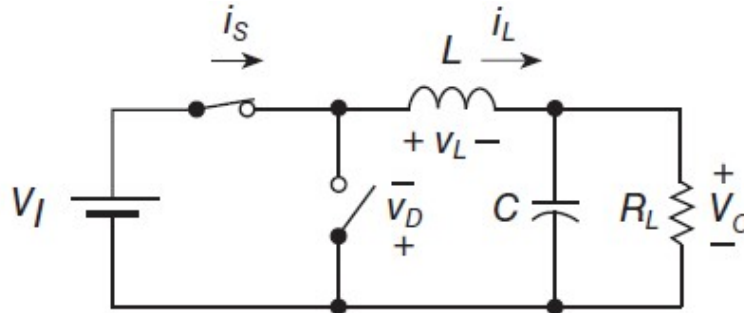
4.2 FUNCIONAMENTO

Para um melhor entendimento do funcionamento do circuito, considera-se os elementos semicondutores como sendo ideais e, comportando-se assim, como chaves ideais. Negligencia-se a capacitância de saída dos dispositivos semicondutores, zerando-se assim as perdas por chaveamento. Assume-se que o circuito está funcionando em estado contínuo, o comportamento dinâmico é analisado posteriormente.

O funcionamento do conversor pode ser dividido em duas etapas, o momento ligado, ou t_{ON} , e o momento desligado, ou t_{OFF} . No momento ligado a chave, representada pela chave "S", na

Figura 4.1, está conduzindo, sendo assim, a tensão elétrica indicada por V_I força a passagem de corrente pelo indutor, carregando-o, e distribuindo-se assim pelo capacitor e a carga resistiva. O diodo D_1 , mostrado na Figura 4.1, não conduz no tempo ligado, então, na Figura 4.2 este é representado por uma chave aberta. Esta interação é mostrada pela Figura 4.2 :

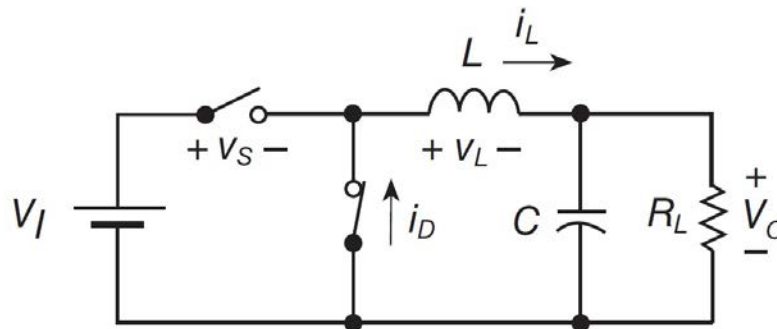
Figura 4.2 – Momento ligado do conversor *buck*.



Fonte : Kazimierczuk (2016)

O segundo momento, o momento desligado ou t_{OFF} , é quando a chave representada pela chave "S" está aberta e a chave representada pelo diodo D_1 , está fechada. Sendo assim, o indutor energizado inverte sua tensão para manter a corrente que o percorria no mesmo sentido, forçando a passagem de corrente pelo diodo, capacitor e a carga resistiva. A Figura 4.3 ilustra esta interação.

Figura 4.3 – Momento desligado do conversor *buck*



Fonte : Kazimierczuk (2016)

Sendo assim, pode-se definir o ciclo de trabalho (*duty-cycle*) do circuito, pois a tensão V_{GS} indicada na Figura 4.1 é variável, o que permite a regulação da tensão na saída do circuito.

O circuito composto pelo indutor L , o capacitor C e o resistor R_L funciona como um filtro passa-baixa de segunda ordem. No momento ligado aciona-se o transistor "S", define-se então o ciclo de trabalho:

$$D = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = f_s \cdot t_{ON} \quad (4.1)$$

onde:

t_{ON} : tempo do conversor ligado [s];

t_{OFF} : tempo do conversor desligado [s];

f_s : frequência de chaveamento;

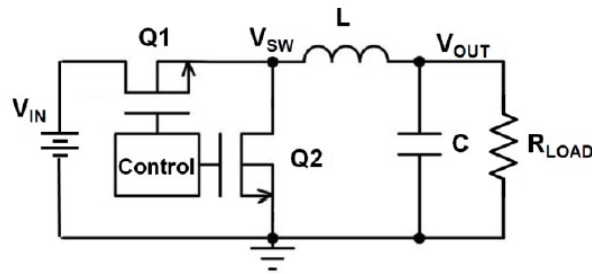
D : ciclo de trabalho [adimensional];

Onde T é o período, isto é, a soma dos dois momentos descritos, ligado e desligado, define-se a partir disto a frequência de chaveamento, representada por f_s . Para se obter os valores dos momentos ligado e desligado utiliza-se, normalmente, modulação PWM (*Pulse-Width Modulation*), que consiste em mudar a largura do pulso, ajustando assim o ciclo de trabalho do circuito (ON SEMICONDUCTOR, 2013)

4.3 TOPOLOGIAS

O circuito do conversor *buck* apresentado na Figura 4.1 é um conversor conhecido como assíncrono, pois utiliza um diodo em um dos momentos de chaveamento do circuito, o que significa que a queda de tensão sobre o diodo será constante. Pode-se substituir o diodo em questão por um transistor idêntico ao usado na momento ligado do circuito, denominado transistor da parte alta. Sendo assim, a queda de tensão neste segundo transistor, que denomina-se transistor da parte baixa, será proporcional à corrente percorrida nele próprio, aproveitando-se da resistência dinâmica oferecida por um MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor field Effect Transistor*), que é bem menor que a de um diodo. A Figura 4.4 ilustra um conversor *buck* síncrono.

Figura 4.4 – Conversor *buck* síncrono.



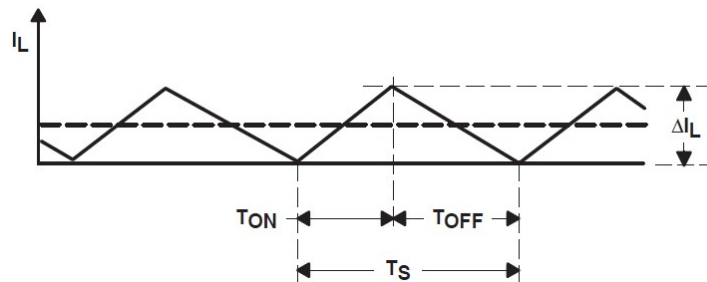
Fonte: On Semiconductors (2013)

Na Figura 4.4 o Transistor Q_1 é o transistor da parte alta e o Q_2 o da parte baixa. Usando esta topologia proposta pode-se atingir maiores eficiências na conversão de potência, pois a potência dissipada no diodo será substituída por uma queda de tensão proporcional à corrente percorrida (NOWAKOWSKI, 2009).

4.4 CÁLCULO DOS PARÂMETROS

Existem dois modos de operação para o conversor *buck*, o modo descontínuo, que é quando a corrente que percorre o indutor é nula em algum momento do funcionamento, e o modo contínuo, quando a corrente no indutor nunca é nula. Para este projeto, considerou-se o funcionamento contínuo do conversor. Para o cálculo de parâmetros assume-se que o conversor está operando fora do regime transiente, sendo assim, define-se que a corrente no indutor terá a forma como mostra a Figura 4.5 (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

Figura 4.5 – Corrente no indutor



Fonte: Texas Instruments (1999)

Analisando a Figura 4.5 tem-se que a linha sólida representa a corrente no indutor variando, conforme o conversor liga e desliga e a linha tracejada é a corrente média que será percebida na carga. É necessário definir que não importa o ciclo de trabalho, a corrente que absorvida pelo indutor no momento ligado é igual a corrente que este mesmo injeta no tempo desligado (ON SEMICONDUCTORS, 2013).

A tensão no indutor é definida pela equação 4.2

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \quad (4.2)$$

onde:

V_L : tensão no indutor [V];

L : indutância [L];

I_L : corrente no indutor [A];

O termo diferencial de (4.2) pode ser definido pela equação 4.3.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{t_{ON}} \quad (4.3)$$

onde:

ΔI_L : Variação da corrente [A];

Usando (4.2) e (4.3) pode-se definir a Indutância mínima para o circuito pela equação 4.4.

$$L_{\min} = \frac{V_{L(ON)} \cdot t_{ON}}{\Delta I_L} \quad (4.4)$$

Alguns dos parâmetros mostrados em (4.4) precisam agora ser definidos, para ter uma equação que usa parâmetros que possam ser definidos no circuito.

No tempo ligado do conversor, mostrado na Figura 4.2, pode-se determinar usando a Lei de Kirchoff:

$$V_{L(ON)} = V_I - V_{HS} - V_O \quad (4.5)$$

Onde V_{HS} é a tensão dissipada no transistor quando ligado, como mostrada na equação 4.6.

$$V_{HS} = R_{DS} \cdot D \cdot I_{OUT(MAX)} \quad (4.6)$$

Onde R_{DS} é a resistência dinâmica do transistor.

Usando (4.1), (4.5) torna-se:

$$L_{\min} = \frac{(V_I - V_{HS} - V_O) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{SW}} \quad (4.7)$$

Pode-se ainda definir a razão de *ripple* da corrente no indutor, associando a variação de corrente com a corrente máxima (ON SEMICONDUCTORS, 2013).

$$\Delta I_L = LIR \cdot I_{OUT(MAX)} \quad (4.8)$$

Em (4.7) pode-se considerar o item V_{HS} como desprezível, obtendo-se 4.9.

$$L_{\min} = \frac{(V_I - V_O) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{SW}} \quad (4.9)$$

No caso do presente trabalho, não é necessário o cálculo da capacitância, uma vez que na aplicação o capacitor será a carga e seu valor, portanto, será determinado por meio de equações que envolvam a energia necessária para nossa aplicação.

4.5 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR BUCK

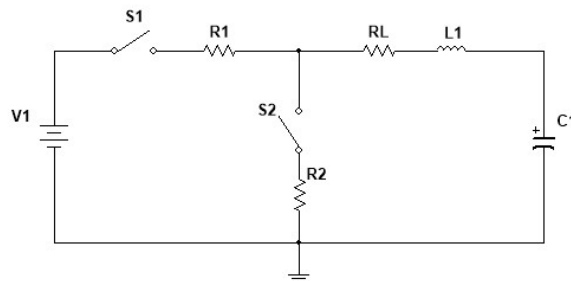
Todas as análises apresentadas até este ponto consideravam o circuito atuando em estado contínuo, sem a mudança de parâmetros durante o funcionamento. Para desenvolver um circuito que atenda às necessidades impostas pela problemática exibida neste trabalho, deve-se analisar quanto ao funcionamento dinâmico do circuito, razão pela qual é necessário o uso do método de espaço de estados.

4.5.1 MÉTODO ESPAÇO DE ESTADOS

Uma das maneiras para se analisar um circuito chaveado é utilizando uma representação da Teoria de Controle, o de espaço de estados (SIRA-RAMIREZ, 2006) e (FORSYTH; MOLLOV, 1998). O principal intuito da realização deste estudo é a da natureza da carga, que é capacitiva. Nos momentos iniciais, onde o capacitor está com pouca ou nenhuma carga, e a fonte, uma célula fotovoltaica, está fornecendo energia, tem-se uma situação onde a corrente pode ser drasticamente alta, estressando a célula fotovoltaica. Portanto, ao realizar este estudo, pode-se determinar um ciclo de trabalho para que, nas piores condições de operação, nenhum dispositivo seja estressado.

Para a realização do estudo, considera-se os elementos semicondutores como chaves ideais em série com sua resistência dinâmica. Na Figura 4.6 tem-se o resistor R_1 e a chave S_1 representando o MOSFET da parte alta e, respectivamente, R_2 e S_2 representando o MOSFET da parte baixa. O indutor é representado por L_1 e sua resistência associada R_L . O ultracapacitor é representado por C_1 .

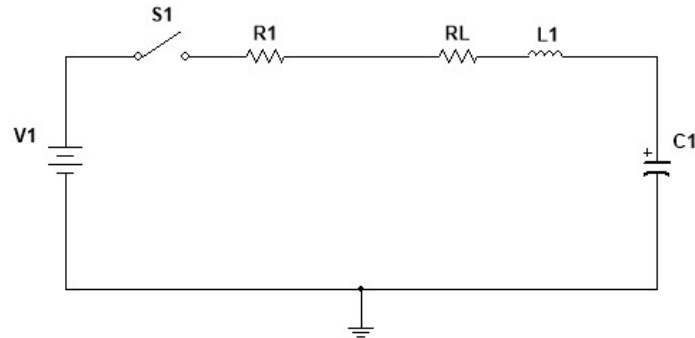
Figura 4.6 – Circuito utilizado para a análise dinâmica.



Fonte: Autor

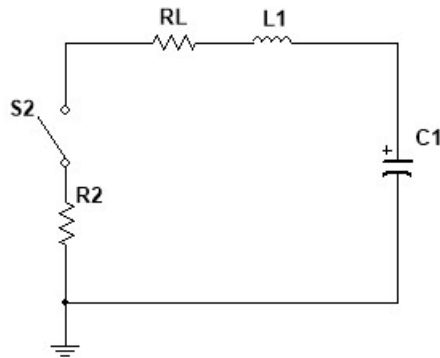
Assim como apresentado no item 4.2, o funcionamento do circuito pode ser dividido em dois estados, sendo assim, considera-se um circuito para cada um deles. As Figuras 4.7 e 4.8 ilustram respectivamente o momento ligado t_{ON} e o momento desligado t_{OFF} .

Figura 4.7 – Momento ligado do conversor.



Fonte: Autor

Figura 4.8 – Momento desligado do conversor.



Fonte: Autor

Primeiramente, se analisa o momento ligado t_{ON} . Utilizando a Lei de Kirchoff das tensões, obtém-se a soma das tensões do circuito, apresentada pela equação 4.9.

$$V_1(t) = (R_1 + R_L) \cdot I(t) + V_C(t) + L \cdot \frac{dI(t)}{dt} \quad (4.9)$$

de onde obtém-se a equação 4.10.

$$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{V_1(t)}{L} - \frac{(R_1 + R_L)}{L} \cdot I(t) - \frac{V_C(t)}{L} \quad (4.10)$$

onde:

$I(t)$: corrente no indutor e capacitor [A];

$V_C(t)$: tensão no capacitor [V];

Analisando a tensão no capacitor, pela equação 4.11, têm-se:

$$I(t) = \frac{C \cdot dV_C(t)}{dt} \quad (4.11)$$

O mesmo procedimento se realiza no circuito que representa o estado desligado, ou t_{OFF} .

$$\frac{dI(t)}{dt} = -\frac{(R_1 + R_L)}{L} \cdot I(t) - \frac{V_C(t)}{L} \quad (4.12)$$

$$I(t) = \frac{C \cdot dV_C(t)}{dt} \quad (4.13)$$

Usando a notação de espaço de estados, pode-se a partir das equações 4.12 e 4.13 extrair as equações matriciais (WILLIAMS II ;LAWRENCE, 2007). A notação de espaço de estados é mostrada em 4.14.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & \cdots & \cdots & b_{1r} \\ b_{21} & & & b_{2r} \\ \vdots & & & \vdots \\ b_{n1} & \cdots & \cdots & b_{nr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$$

onde :

x: Vetor de estados;

u: Vetor de entrada;

A: Matriz de estados;

B: Matriz de entrada;

Define-se também a saída do sistema:

$$\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \quad (4.15)$$

onde:

y: Vetor de saída;

C: Matriz de saída;

D: Matriz de realimentação;

Define-se como variáveis a corrente no indutor e a tensão no capacitor. Para o momento ligado, usando (4.10) e (4.11) e a notação mostrada acima.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_1 + R_L)}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (4.16)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}$$

Repetindo o procedimento pra o momento desligado e admitindo-se que os transistores, representados pelas chaves S_1 e S_2 e suas resistências dinâmicas R_1 e R_2 , são idênticos, têm-se que R_1 é numericamente igual a R_2 , sendo assim todo desenvolvimento mostrará apenas a resistência R_1 . A entrada deste sistema é representada por $u(t)$, neste caso, será a tensão de entrada, usando as equações 4.12 e 4.13, pode-se obter o conjunto de equações 4.17.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_1 + R_L)}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (4.17)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}$$

Sendo o momento ligado equivalente à quando o ciclo de trabalho esta ativo, pode-se admitir que o conjunto de equações (4.16) é valido para apenas t_{ON} , e (4.17) apenas para t_{OFF} . Sendo assim, denota-se, a partir da definição de espaço de estados (FORSYTH; MOLLOV, 1998).

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}} &= D \cdot \mathbf{A}_{ON} + (1 - D) \cdot \mathbf{A}_{OFF} \\ \bar{\mathbf{B}} &= D \cdot \mathbf{B}_{ON} + (1 - D) \cdot \mathbf{B}_{OFF} \end{aligned} \quad (4.18)$$

onde:

D: ciclo de trabalho [adimensional];

As equações obtidas em (4.16) são válidas em todo o período de chaveamento, sendo as matrizes obtidas chamadas de *average models*. Sendo assim, (4.16) e (4.17) resulta em um sistema de equações a seguir :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_1 + R_L)}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (4.19)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}$$

Este sistema mostrado em (4.19) considerado como sistema médio de um conversor chaveado.

Com o sistema mostrado em (4.16) pode-se agora realizar uma análise de parâmetros, e assim, controlar níveis de corrente e tensão a partir do ciclo de trabalho do conversor.

4.5.2 RESPOSTA TRANSIENTE DO CONVERSOR BUCK

No item 4.5.1 foi obtido o sistema de equações que representa o conversor. É necessário a partir das equações obtidas analisar a resposta transiente do conversor, assim pode-se garantir a definição de parâmetros para um bom funcionamento do conversor.

A partir do conjunto de equações (4.19), pode-se obter uma função que representa a corrente no indutor em função do tempo. Para isso, é necessário transformar a equação 4.19 para o regime da frequência, define-se então (WILLIAMS II ;LAWRENCE, 2007).

$$X(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot U(s) + (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} x(0) \quad (4.20)$$

onde:

$\mathbf{I}$: Matriz Identidade;

$x(0)$: Vetor das condições iniciais do sistema;

Usando a equação 4.20 com o conjunto de equações que definem o modelo dinâmico do conversor, representado pela equação 4.19, pode-se encontrar uma expressão no domínio do tempo para a Tensão no Capacitor, $V_C(t)$, e a corrente no indutor, $I(t)$. Como o intuito é apenas controlar a corrente no conversor, apenas a expressão da corrente será deduzida a partir das equações.

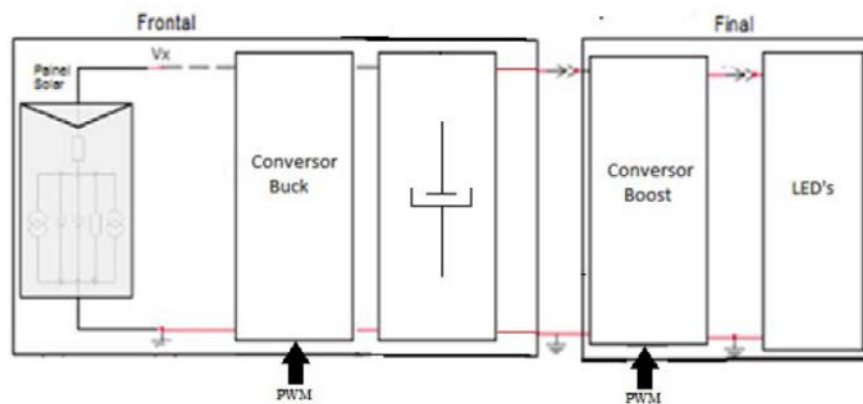
O vetor das condições iniciais, mostrado na equação 4.20, é composto de valores iniciais das grandezas de interesse, que são, a tensão no capacitor e a corrente no indutor. Inicialmente a corrente no indutor é nula, mas, a fins práticos, é necessária uma tensão inicial no capacitor. Esta tensão é descrita no item 5.3, onde se dimensiona o banco de ultracapacitores.

5 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

5.1 TOPOLOGIA GERAL

O principal objetivo do presente trabalho é o de carregar ultracapacitores por meio de um painel fotovoltaico para a utilização em um poste autossuficiente. Esta ideia é vista no pedido de patente de (MARCELINO, 2016). A topologia do sistema está apresentada na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Topologia do sistema de armazenamento de energia.



Fonte: Modificado de Marcelino (2014)

Nota-se que o painel fotovoltaico absorve luz durante o dia transformando em energia elétrica. Esta energia então percorre o conversor *Buck*, que tem a função de ajustar a tensão e corrente provinda do painel para um eficiente armazenamento no ultracapacitor, representado na Figura 5.1 pelo símbolo de um capacitor polarizado. O conversor possui a função de buscar um ponto ótimo de conversão de potência através de um algoritmo de busca do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico. O algoritmo determina o ciclo de trabalho para o conversor modulando em PWM, e assim, o conversor converte potência para o carregamento do ultracapacitor. Após este armazenamento de energia, o conversor *boost* entra em ação, elevando a tensão elétrica contínua armazenada no ultracapacitor e aplicando esta em uma luminária de LEDs (*Light Emitting Diode*). O presente trabalho versa apenas na parte indicada como frontal na Figura 5.1.

5.2 CONTROLADOR MPPT

Existem vários tipos de controladores para se buscar o ponto de máxima potência de painéis fotovoltaicos. O sistema proposto contemplará um algoritmo de igualdade consecutiva, baseado na tensão do painel fotovoltaico.

O algoritmo consiste em três medidas de tensão do painel fotovoltaico, se a tensão for constante na maioria, no caso, duas amostras, se aumenta o ciclo de trabalho do conversor. Se duas amostras apresentarem redução da tensão diminui-se o ciclo de trabalho do conversor. O tempo entre as consultas será encontrado no Capítulo 6 onde é realizado uma análise do comportamento dinâmico do conversor, associando o comportamento da corrente ao ciclo de trabalho, pela técnica apresentada no Capítulo 4.

5.3 DIMENSIONAMENTO DO ULTRACAPACITOR

Como o sistema proposto tem como objetivo fundamental a aplicação em um poste autossuficiente, é necessária contabilizar uma parte da energia que será pré-estabelecida no ultracapacitor, assim o conversor não tem a necessidade de carregar o ultracapacitor por inteiro.

Aproveitando-se do fato que a energia em um capacitor varia quadraticamente de acordo com a tensão que este apresenta, como apresenta a Figura 5.2, usa-se a equação 2.1.

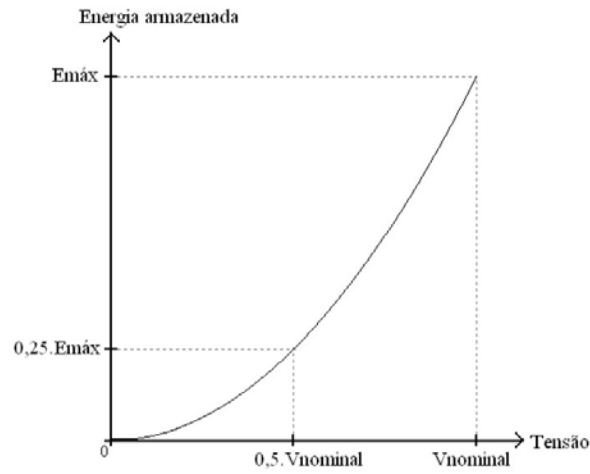
$$E_{CAP} = \frac{1}{2} C \cdot V^2 \quad (2.1)$$

e para a viabilização do projeto, a equação 5.1 apresenta os níveis de tensão no ultracapacitor.

$$V_{INICIAL} - V_{FINAL} < V_{NOMINAL} \quad (5.1)$$

A variação de energia no ultracapacitor pode ser definida como mostra (5.2). Considerando a variação de tensão sendo somente a metade do seu valor nominal, pode-se então determinar a variação total de energia.

Figura 5.2 – Variação de Energia e tensão em um ultracapacitor



Fonte: Navarro; Costa; Marcelino (2015)

$$\Delta E_{CAP} = E_{INICIAL} - E_{FINAL}$$

$$\Delta E_{CAP} = \frac{1}{2} C \cdot (V_{inicial}^2 - V_{final}^2) \quad (5.2)$$

$$V_{INICIAL} = V_{NOMINAL}$$

$$V_{FINAL} = \frac{V_{NOMINAL}}{2}$$

substituindo os valores em 5.2 , têm-se:

$$\Delta E_{CAP} = \frac{1}{2} C \frac{3}{4} V_{NOMINAL}^2$$

e sendo $E_{max} = (1/2) C V_{nominal}^2$, tem-se:

$$\Delta E_{CAP} = \frac{3}{4} \cdot E_{MAX} \quad (5.3)$$

Ou seja, 50 % da tensão equivale a 75% da energia total do ultracapacitor.

Em Escudeiro e Marcelino(2017), afirmou-se que para a aplicação em iluminação pública é necessário um banco de capacitores de 3000 F, e com tensão nominal de 2,7 V, valor que é comercial e vendido pela fabricante *Maxwell Technologies*. Para aumentar a tensão do módulo de ultracapacitores é necessário colocá-los em série, o que diminui a capacitância resultante, sendo assim, utilizou-se um módulo de 16 capacitores, 4 conjuntos em série de capacitores em paralelo, mantendo a capacitância necessária de 3000 F e tensão nominal de 10,8 V e pré-carregados com 5,4 V

5.4 DIMENSIONAMENTO DO PAINEL FOTOVOLTAICO

De acordo com Escudeiro e Marcelino (2017), a média de tempo de insolação utilizada para carregar baterias é de 6 horas diárias, sendo assim, este tempo foi adotado para o sistema proposto neste trabalho. Com o intuito de evitar picos de corrente no circuito e, consequentemente, a danificação do painel fotovoltaico, pode-se inserir uma resistência série com a bobina. O presente trabalho busca uma configuração em que utiliza a resistência intrínseca dos transistores utilizados no chaveamento para evitar os picos de corrente, sendo não necessária a inserção de um resistor, como afirmou Escudeiro e Marcelino (2017).

O painel escolhido para a alimentação tem as seguintes configurações :

- Tensão de circuito aberto: 21,8 V
- Corrente de circuito aberto: 2,54 A
- Tensão no ponto de potência máxima: 17,00 V
- Corrente no ponto de máxima 2,31 A
- Potência: 40 W

5.5 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR BUCK

O conversor foi dimensionado para contemplar as necessidades impostas pela fonte de energia, o painel fotovoltaico e o elemento armazenador, o ultracapacitor. Primeiramente, dimensiona-se o indutor, usando a equação a equação 4.9.

$$L_{\min} = \frac{(V_I - V_O) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{SW}}$$

onde:

$$V_I = 17 \text{ V}$$

$$V_O = 10,8 \text{ V}$$

$$D = 0,63$$

$$\Delta I_L = 0,01155 \text{ A}$$

obtem-se então:

$$L = 14,05 \text{ mH}$$

A partir deste valor pode-se obter parâmetros construtivos da bobina. Usando 5.4 pode-se obter o número de voltas para obter a indutância desejada.

$$n = \frac{L \cdot d \cdot 10^8}{1,256 \cdot S \cdot \mu} \quad (5.4)$$

onde:

n: número de espiras;

L: Indutância [H];

d: diâmetro [cm];

S: área abrangida por uma espira;

μ : permeabilidade do material do núcleo;

obtendo-se então:

$$n = 92 \text{ espiras}$$

Assim como foi proposto neste trabalho, é necessário achar pontos ótimos de conversão de energia mas respeitando limites impostos pelo equipamento.

Como observado na seção 5.4, o painel fotovoltaico pode, em sua condição de potência máxima suprir uma corrente de 2,31 A, então, usando equações obtidas no capítulo quatro, é obtido o máximo ciclo de trabalho nas condições de máxima potência do painel e de menor carga

no ultracapacitor, caracterizando esta como a situação crítica do sistema, sendo uma das importantes contribuições deste trabalho.

Para o circuito do conversor, visto no capítulo quatro, utilizou-se dois transistores MOSFET idênticos e de baixo custo, do modelo IRF740 produzido pela Vishay. Sua resistência dinâmica é de $0,55 \Omega$. Assume-se que a resistência séria associada ao indutor terá no máximo $0,2 \Omega$. Para as simulações, o capacitor a ser considerado terá 1 F de capacitância, com o fim de diminuir o tempo de simulação. Com estes valores tem-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI(t)}{dt} \\ \frac{dV_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -53,57 & -71,43 \\ 1/3000 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (5.5)$$

Como mencionado, o capacitor tem uma carga inicial de $5,4 \text{ V}$ e o indutor com corrente inicial nula, portanto:

$$x(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 5,4 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

A entrada do sistema, $u(t)$, no domínio da frequência é mostrada na equação 5.7, sendo 17 V a tensão fornecida na condição de máxima potência pelo painel.

$$U(s) = \frac{V_L}{s} = \frac{17}{s} \quad (5.7)$$

Usando a equação 4.20, mostrada no item 4.5.2, e aplicando os valores mostrados em (5.5), (5.6) e (5.7), pode-se obter a equação 5.9.

$$I(s) = \frac{7,2}{(s + 53,5696)} + \frac{-7,2}{(s + 0,0004457)} + \frac{-22,667 \cdot D}{(s + 53,5696)} + \frac{22,667 \cdot D}{(s + 0,0004457)} \quad (5.8)$$

Realizando a transformada inversa de Laplace em (5.8), obtem-se a equação 5.9 que representa a corrente no indutor do conversor *buck*.

$$i(t) = (7,200 - 22,667 \cdot D) \cdot e^{-53,5696t} + (22,667 \cdot D - 7,200) \cdot e^{-0,0004457t} \quad (5.9)$$

Para encontrar o valor máximo da corrente é necessário derivar a (5.9) e igualar esta a zero. Pode-se encontrar a expressão:

$$t = \frac{-1}{53,5696} \cdot \ln \left| \frac{0,0101 \cdot D - 0,003209}{1214,248 \cdot D - 385,701} \right| \quad (5.10)$$

Nota-se que (5.10) é uma equação dependente do ciclo de trabalho do conversor, mas, se for feita uma análise que considera o ciclo de trabalho em níveis práticos, ou seja, o ciclo de trabalho variar entre 40% e 90% tem-se que o tempo em que a máxima corrente ocorrerá é de aproximadamente 220 ms. A Figura 5.3 mostra os valores de 5.10 para níveis práticos de ciclo de trabalho. Nota-se que quanto menor o ciclo de trabalho o tempo em que a corrente máxima ocorrerá é maior, mas a diferença é muito pequena, isto se deve ao fato que o indutor é o fator responsável pela limitação do pico de corrente.

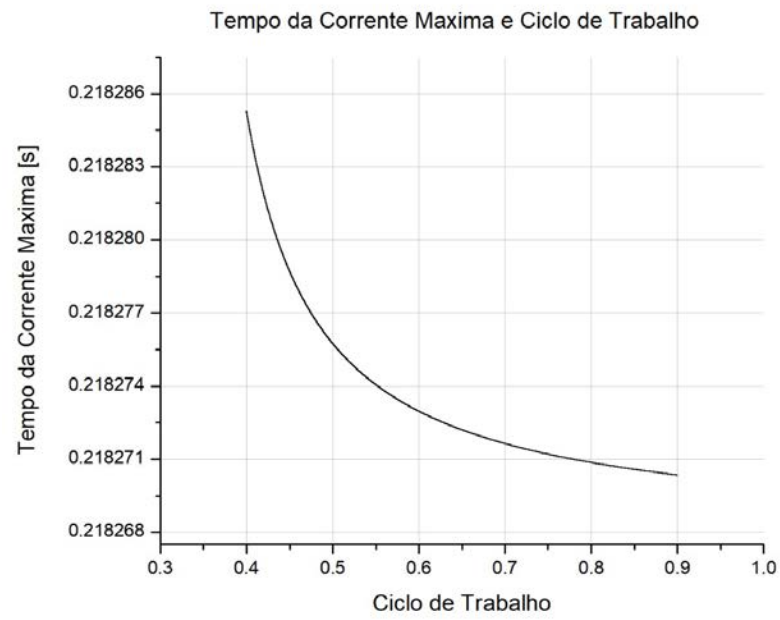
Conhecendo o tempo em que ocorre o pico de corrente, pode-se calcular um ciclo de trabalho máximo para que a corrente não ultrapasse o máximo valor imposto no sistema. Usando as equações (5.9) e (5.10), encontra-se (5.11).

$$i(t = 0,218) = 22,667 \cdot D - 7,200 = 2,3 \quad (5.11)$$

$$D = 0,42$$

Como o tempo em que a máxima corrente ocorre é de aproximadamente 218 ms, utiliza-se um intervalo maior do que este para a consulta da tensão no painel fotovoltaico, para que o algoritmo MPPT possa atualizar o ciclo de trabalho do conversor, sem que o painel seja estressado.

Figura 5.3 – Tempo do pico de corrente relacionado ao ciclo de trabalho.



Fonte: Autor

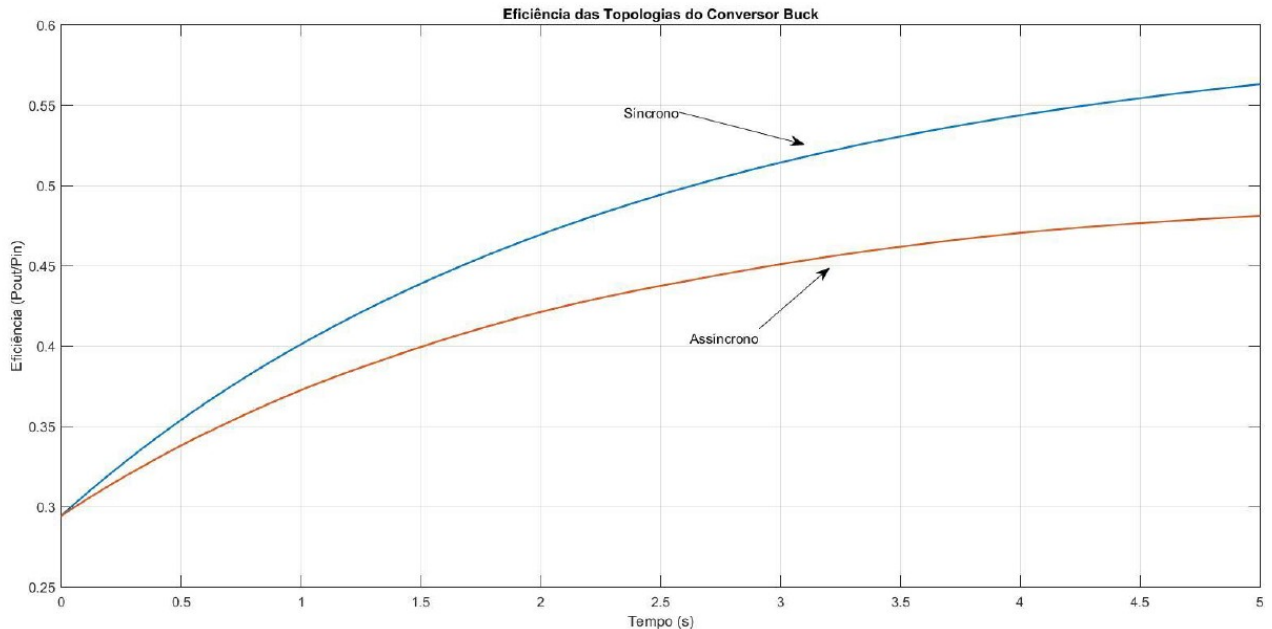
6 RESULTADOS

Usando os parâmetros definidos no Capítulo 5, utilizou-se o software *MatLAB/Simulink* para simular o funcionamento do circuito e comprovar sua realização.

6.1 COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS DO CONVERSOR BUCK

Como foi definido na seção 4.3, a topologia do conversor *buck* a ser usada seria a síncrona, que é representada pela Figura 4.4. Para efeito de comparação, realizou-se uma simulação que contrasta as diferenças entre as topologias síncrona e assíncrona. Os valores de indutância e capacitância são os mesmos para ambos os circuitos, a única diferença reside na existência de um transistor no lugar do diodo na topologia síncrona. Nota-se a diferença comparando as Figuras 4.4 e 4.1.

Figura 6.1 – Eficiência das topologias do conversor *buck*.



Fonte: Autor

Nota-se na Figura 6.1 que o conversor síncrono é mais eficiente durante o carregamento do ultracapacitor. A maior dificuldade na implementação do conversor síncrono é o controle do

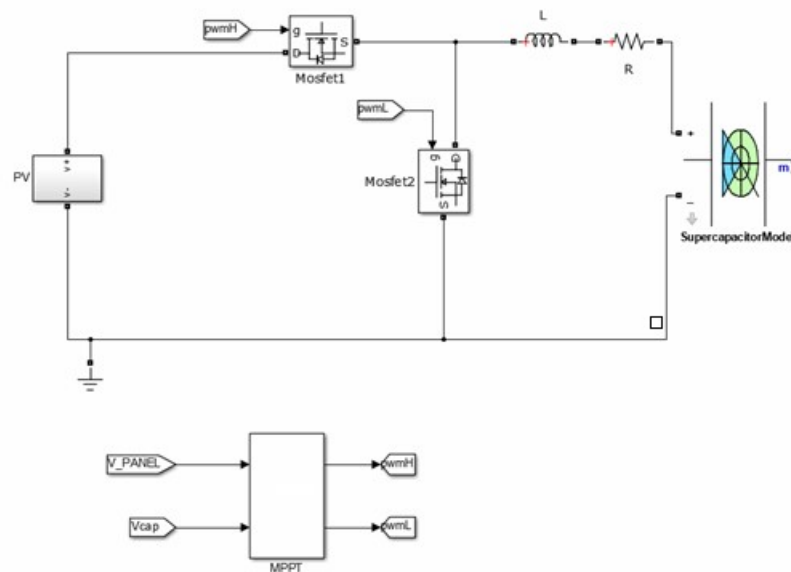
chaveamento em PWM, mas com o advento dos microcontroladores esta tarefa tem se tornado cada vez mais simples.

6.2 SIMULAÇÃO DO CARREGAMENTO DO ULTRACAPACITOR

Para os resultados seguintes, com intuito de diminuir o tempo de simulação, o ultracapacitor considerado para a simulação tem 1 F de capacitância. Os outros parâmetros continuam os mesmos. Para a adaptação do sistema ao ser usada esta nova capacitância, os cálculos de ciclo de trabalho para a condição crítica e o tempo em que a corrente máxima ocorre foram refeitos, utilizando as equações 5.9 e 5.10. O ciclo de trabalho permaneceu o mesmo, sendo este 42% de ciclo ativado, e o tempo em que a corrente máxima ocorre é de 73 ms.

O esquemático utilizado na simulação está representado na Figura 6.2.

Figura 6.2 – Diagrama de simulação no *Simulink*.

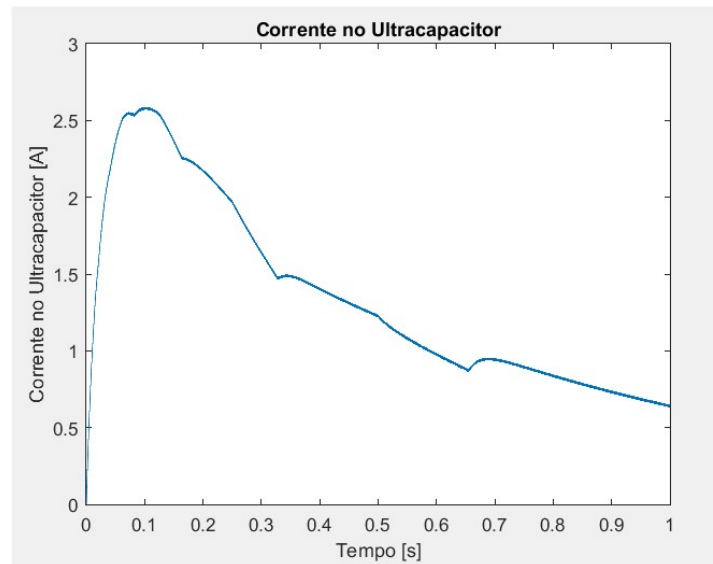


Fonte: Autor

Primeiramente, realizou-se uma simulação com o ciclo de trabalho fixo, para notar a existência do pico de corrente. Sendo assim, usando o ciclo de trabalho com 42% de ativação, foi obtido o seguinte resultado apresentado pelas Figuras 6.3 e 6.4.

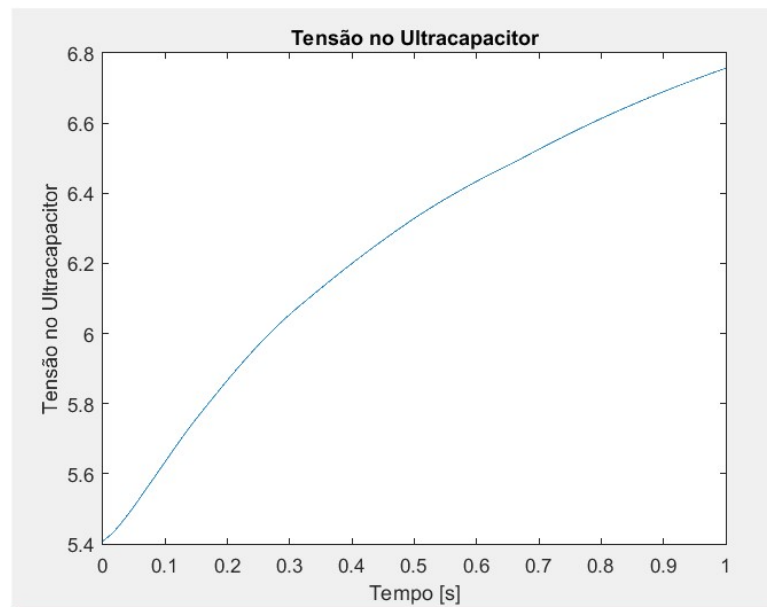
Nota-se que houve o pico de corrente no tempo determinado e, logo após o pico, a corrente decresce, sendo que o ciclo de trabalho pode ser aumentado para garantir que a corrente permaneça maior por mais tempo.

Figura 6.3 – Corrente no ultracapacitor com ciclo de trabalho fixo.



Fonte: Autor

Figura 6.4 – Tensão no ultracapacitor com ciclo de trabalho fixo.

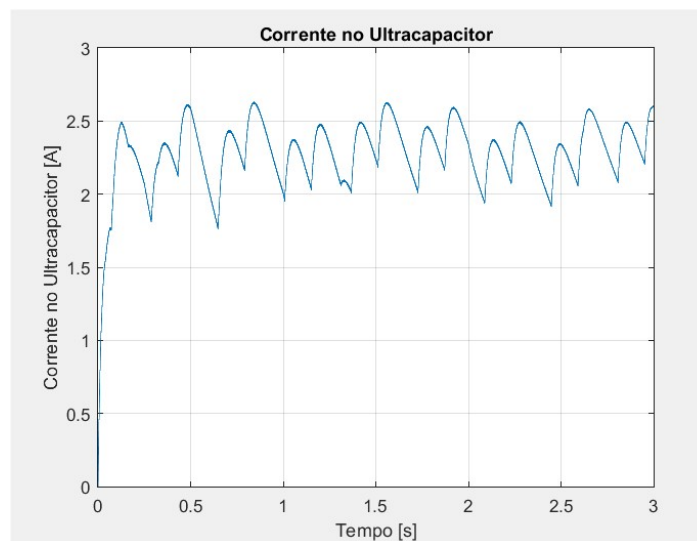


Fonte: Autor

Sendo assim, implementou-se o algoritmo MPPT para a busca de um ponto ótimo de conversão de energia. Com a implementação do algoritmo, o ciclo de trabalho é atualizado se este percebe que a tensão no painel fotovoltaico permaneceu constante, diminuiu ou cresceu.

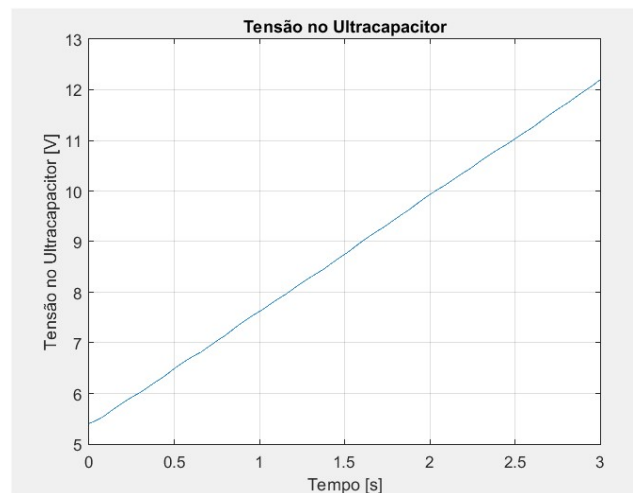
Para exemplificar, cria-se a seguinte situação, o painel está fornecendo a sua potência máxima, sendo assim, o algoritmo consulta sua tensão e aumenta o ciclo de trabalho. A Figura 6.5 mostra esta situação.

Figura 6.5 – Corrente no ultracapacitor com tensão constante no painel fotovoltaico



Fonte: Autor

Figura 6.6 – Tensão no ultracapacitor com tensão constante no painel fotovoltaico



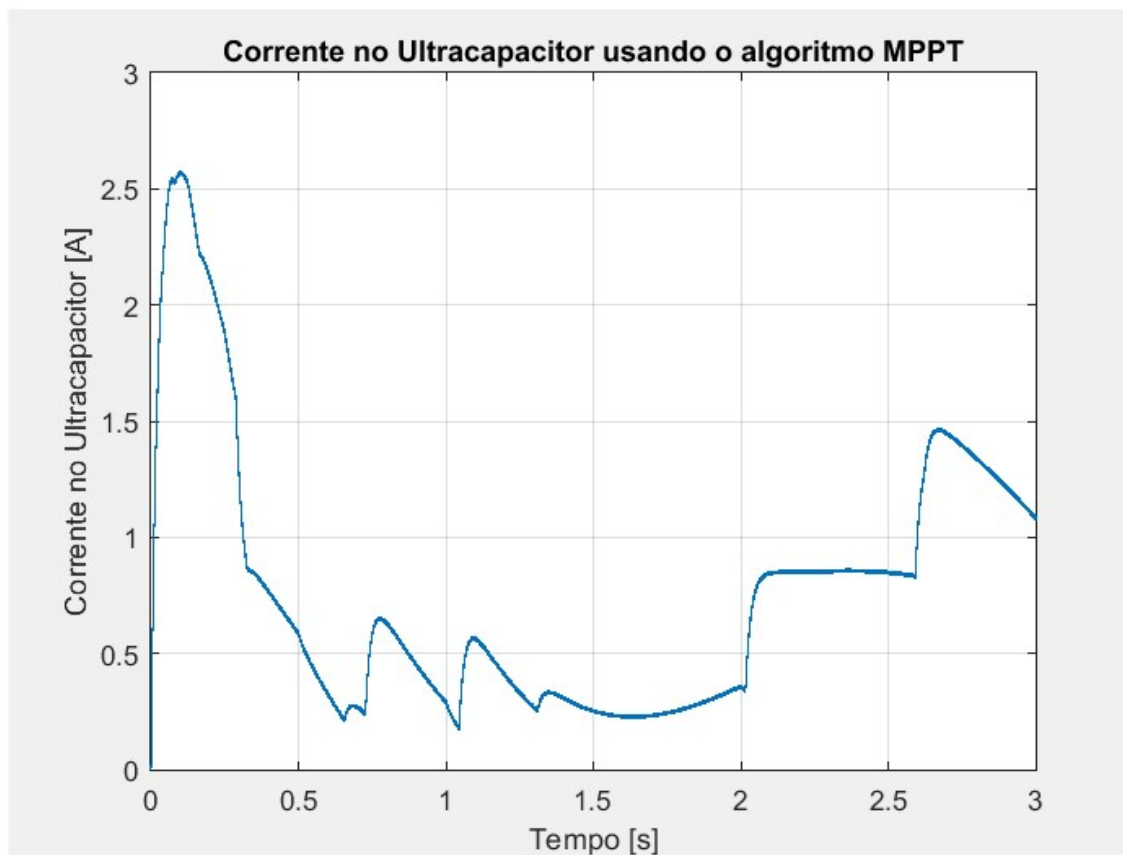
Fonte: Autor

Analisando as Figuras 6.5 e 6.6, percebe-se que ao manter a corrente aumentando o ultracapacitor carrega quase de forma linear e, aproveita-se melhor da potência que o painel fotovoltaico pode fornecer.

Outra situação, que mais se aproxima da real, é a da mudança da tensão do painel, e o ajuste do ciclo de trabalho para um valor maior ou menor. Usando o algoritmo de MPPT, pode-se obter os resultados mostrados nas Figuras 6.7, 6.8 e 6.9.

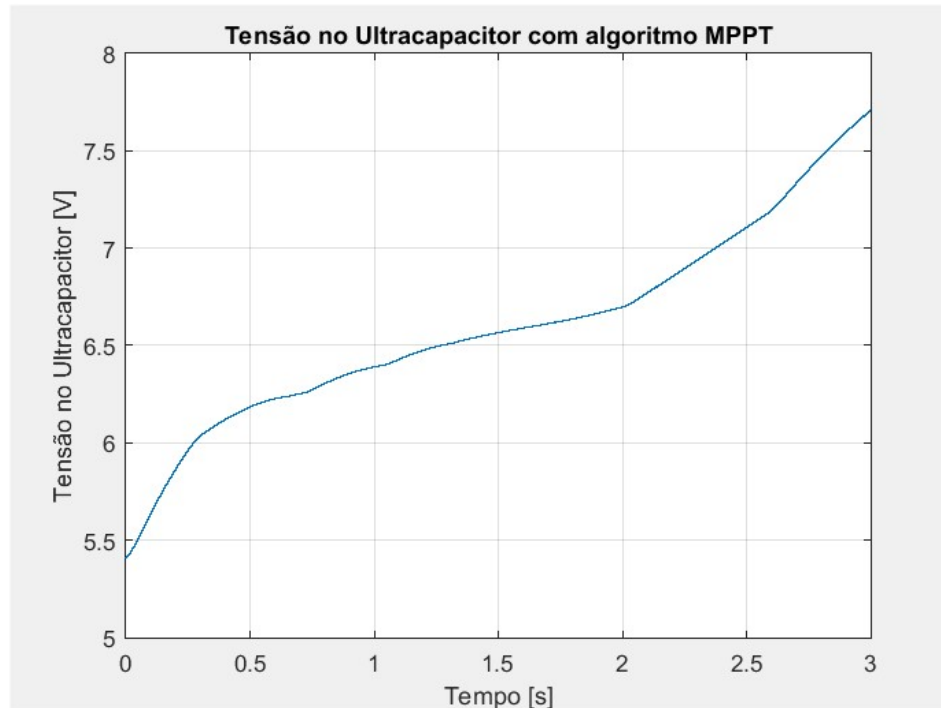
A partir desses resultados pôde-se perceber que o algoritmo acompanha a tensão do painel, fazendo com que este trabalhe no ponto máximo de potência que ele pode fornecer.

Figura 6.7 – Corrente no Ultracapacitor usando o algoritmo MPPT.



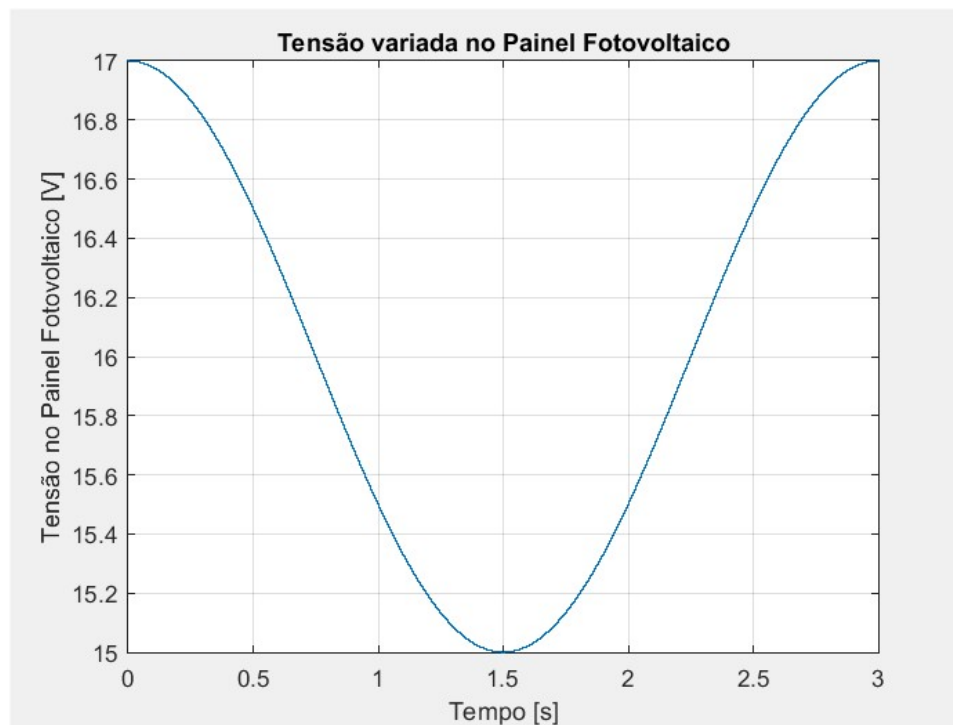
Fonte: Autor

Figura 6.8 – Tensão no Ultracapacitor com algoritmo MPPT.



Fonte: Autor

Figura 6.9 – Tensão no Painei Fotovoltaico.



Fonte: Autor

7 CONCLUSÕES

O sistema foi simulado e sua funcionalidade e eficiência foram comprovados. O ultracapacitor se demonstrou como uma alternativa estável para o armazenamento de energia. Com o projeto do conversor e sua análise dinâmica foi possível estabelecer condições funcionais para o sistema, respeitando as condições impostas pela fonte de energia.

Com o advento das pesquisas em energia solar e em ultracapacitores, o campo se torna de grande interesse, uma vez que a energia produzida é limpa e pode ser aplicada em sistemas isolados e sistemas conectados à rede. A grande aplicabilidade dos ultracapacitores é fruto de vários estudos, sendo assim, uma das poucas desvantagens que é seu preço, decairá com o avanço das pesquisas relacionadas à sua composição e construção.

Estudos relacionados a este trabalho podem futuramente ser realizados, assim como a montagem de um protótipo para que parâmetros práticos possam ser definidos e assim, a aplicação em situações reais ser empregada.

REFERÊNCIAS

BUBE, R. H, **Photovoltaic materials**. Londres: Imperial College Press, 1998.

CARVALHO, E. P. **Uma nova abordagem no rastreamento do ponto de máxima potência em painéis fotovoltaicos**. 2012. 134 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade de Taubaté, Taubaté, 2012.

CRESESB – Centro de referência para energia solar e eólica Sérgio de Salvo Brito.
Tutorial de energia solar fotovoltaica. Disponível em :
 <http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=com_content&lang=pt&cid=291>
 Acesso em: 29 nov. 2017.

ESCUDEIRO, G. A; MARCELINO, M. A. Sizing and simulating of an autonomous public lightning system. **Engineering Research: technical reports**, 2017.

FORSYTH, A. J. ; MOLLOV, S. V. Modelling and control of DC-DC converters. **Power Engineering Journal**, v. 12, n. 5, 1998.

GBROVIC, P. J. **Ultra-Capacitors in power conversion systems: applications, analysis, and design from theory to practice**. Reino Unido: John Wiley and Sons, 2014.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width modulated DC-DC power converters**. 2. ed. Reino Unido: John Wiley and Sons, 2016.

KÖTZ, R. ; CARLEN, M. Principles and applications of electrochemicals capacitors. **Electrochimica Acta**, v. 45, p. 2483-2498, 2000.

MARCELINO, M. A. Sistema de iluminação autossuficiente utilizando painel fotovoltaico, ultracapacitor e LED em configurações otimizadas trabalhando no ponto de potência máxima. **Revista da Propriedade Industrial**, v. 2363, p. 138, 2016.

NAVARRO, L. C ; MARCELINO, M. A ; COSTA, R. F. Ultracapacitor Buffering of Solar Energy. In: LATIN AMERICA CONGRESS ELECTRICITY GENERATION AND TRANSMISSION - CLAGTEE, 11., 2015, **Anais...** São José dos Campos, 2015.

NOWAKOWSKI, R. ; TANG, N. Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters. **Analog Applications Journal**. Texas Instruments Incorporated, 2009. Disponível em: < <http://www.ti.com/jp/lit/an/slyt358/slyt358.pdf>> Acesso em : 11 dez. 2017.

ON SEMICONDUCTORS. **LC selection guide for the DC-DC synchronous buck converter**. Semiconductor Components Industries, LLC, AND9135/D. 2013. Disponível em: < <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9135-D.PDF>> Acesso em : 11 dez. 2017.

SHOUTIAN, C. **Ceramic of capacitor**. China: Publishing House of Xi'an Jiaotong University, 1993.

SIRA-RAMIREZ, H. **Control design techniques in power electronics devices**. Londres: Springer, 2006.

SONOC, A ; JESWIET, J. A review of lithium supply and demand and a preliminary investigation of a room temperature method to recycle lithium ion batteries to recover lithium and other materials. In: CIRP CONFERENCE ON LIFE CYCLE ENGINEERING, 21., 2014, Noruega. **Anais...** Noruega , Elsevier, 2014.

WILLIAMS II, R. L ; LAWRENCE, D. A. **Linear state-space control systems**. Estados Unidos da América. John Wiley & Sons, 2007.

TEXAS INSTRUMENTS. **Understanding buck power stages in switchmode power supplies**. Applications Report, Mixed Signal Products SLVA057, 1999. Disponível em : < <http://www.ti.com/lit/an/slva057/slva057.pdf>> Acesso em: 11 dez. 2017.

ANEXO A - ALGORITMO MPPT

```
%%CODIGO MPPT PEDRO YAGO BRIZOTI MARQUEZINI - TCC
function duty = MPPT(vpanel,vcap)
```

```

persistent dmin
persistent d
persistent count
persistent v1 v2 v3
if isempty(d)
    d=0.42;
end

if isempty(v1)
    v1=17;
end

if isempty(v2)
    v2=17;
end

if isempty(v3)
    v3=vpanel;
end

if isempty(count)
    count=1;
end

%if count==1

%    if pulse==1
%        d=d+0.01

%    end
%end

count=count+1;

if count==2*144000

    v1=v2;
    v2=v3;
    v3=vpanel;

    if v3<v2 && v3<v1
        d=d-0.01
    end

    if v3==v2 && v3==v1
        d=d+0.01
    end

    if v3>v2 && v3>v1
```

```
        d=d+0.01
    end

    count=1;

end

if d>=0.80
    d=0.80;
end

%%duty minimo
dmin=(vcap/vpanel)+0.01;

if d<=dmin
    d=dmin;
end

duty=d;

end
%FIM
```